

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

---

**НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ «МЭИ»**

---

В. Ф. Козаченко, А. А. Жарков, Д. И. Савкин

**ЦИФРОВОЙ СЕРВОПРИВОД С ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ  
ДВИГАТЕЛЯМИ: УЧЕБНИК ДЛЯ ВУЗОВ**

для студентов, обучающихся по направлению  
«13.04.02 Электроэнергетика и электротехника»

Текстовое электронное издание

Москва  
НИУ МЭИ  
2022

УДК 621.34  
ББК 31.291  
Ц 45

Подготовлено на кафедре автоматизированного электропривода  
ФГБОУ ВО «НИУ МЭИ»

Рецензенты: докт. техн. наук, проф. каф. АЭП НИУ «МЭИ» А. С. Анучин  
докт. техн. наук, проф. каф. электротехники и промышленной  
электроники МГТУ им. Баумана Красовский А.Б.

**Авторы:** В. Ф. Козаченко, А. А. Жарков, Д. И. Савкин

Ц 45 Цифровой сервопривод с шаговыми и вентильными двигателями:  
учебник для вузов. / В. Ф. Козаченко, А. А. Жарков, Д. И. Савкин – М: 2022 –  
1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

ISBN

Рассмотрен цифровой сервопривод с шаговыми и вентильными двигателями, максимально адаптированный к задачам современного интегрированного производства, реализованный на перспективной элементной базе силовой и управляющей электроники. Изложение строится на основе теории электромеханического преобразования энергии и компьютерных моделей перспективных элементов и структур систем управления, включая векторное управление электродвигателями. Даются оценки возможных режимов работы сервоприводов, рекомендации по выбору исполнительных двигателей и структур управления. Особое внимание уделено прямым безредукторным приводам, в том числе линейным.

Для студентов магистратуры и специалистов в области электропривода, станкостроения, робототехники и комплексной автоматизации производства.

**Минимальные системные требования:**

Компьютер: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; ОЗУ 512 Мб; 20 Мб на жестком диске; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit);

Операционная система: Windows XP/7/8 и старше

Программное обеспечение: Adobe Acrobat Reader версии 6 и старше.

Доступ к сети интернет.

Номер свидетельства о государственной регистрации:

УДК 621.34  
ББК 31.291

© Авторы, 2022

ISBN

## СОДЕРЖАНИЕ

|   |     |
|---|-----|
| СОДЕРЖАНИЕ .....  | 3   |
| СПИСОК ОСНОВНЫХ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ .....   | 5   |
| ПРЕДИСЛОВИЕ .....   | 6   |
| 1. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ<br>ЭНЕРГИИ.....   | 9   |
| 2. ТИПЫ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ.....   | 33  |
| 3. ШАГОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД. ОСНОВЫ.....   | 56  |
| 4. МОДЕЛИ ШАГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА .....   | 91  |
| 5. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ БЛОКОВ УПРАВЛЕНИЯ ШД/ВД.....   | 117 |
| 6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ ТОКА ДЛЯ ШАГОВЫХ И<br>ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ .....                                      | 143 |
| 7. БАЗОВЫЕ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ<br>ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ИНВЕРТОРАМИ<br>ТОКА .....           | 173 |
| 8. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ<br>МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТРЁХФАЗНЫМИ ШД/ВД.....                       | 197 |
| 9. ИНТЕГРАЛЬНО–ГИБРИДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ<br>ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ.....   | 225 |
| 10. ПРОМЫШЛЕННЫЕ БЛОКИ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ<br>ДВИГАТЕЛЯМИ.....  | 252 |
| 11. КОМПЬЮТЕРНЫЕ МОДЕЛИ ТИПОВЫХ УСТРОЙСТВ<br>УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ .....                              | 265 |
| 12. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШД/ВД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ<br>РЕЖИМОВ РАБОТЫ И ОЦЕНКИ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК<br>СЕРВОПРИВОДОВ ..... | 288 |
| 13. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШАГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ..<br>.....   | 307 |
| 14. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ<br>ДВИГАТЕЛЯМИ.....   | 329 |
| 15. ИНТЕГРАЛЬНО–ГИБРИДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ ВЕНТИЛЬНЫХ<br>ДВИГАТЕЛЕЙ .....   | 350 |
| 16. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕРВОПРИВОДОВ ДЛЯ<br>СОВРЕМЕННОГО ЦИФРОВОГО ИНТЕГРИРОВАННОГО<br>ПРОИЗВОДСТВА .....                    | 367 |
| 17. ПРЯМОЙ СЕРВОПРИВОД ВРАЩЕНИЯ .....   | 394 |

|   |     |
|---|-----|
| 18. ИНДУКТОРНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ И ПЛАНАРНЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ.....  | 419 |
| 19. ЛИНЕЙНЫЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ С ОДНОСТОРОННИМ ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ .....                     | 454 |
| 20. ЛИНЕЙНЫЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ С ДВУСТОРОННИМ ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ. ТРУБЧАТЫЕ ДВИГАТЕЛИ. .... | 482 |
| 21. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....   | 499 |
| СПИСОК РЕКОМЕДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ .....  | 502 |
| ССЫЛКИ НА ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕСУРСЫ, УПОМИНАЕМЫХ РОССИЙСКИХ И ИНОСТРАННЫХ КОМПАНИЙ.....                       | 504 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ВВЕДЕНИЕ В ПОДЧИНЕННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА .....                       | 505 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ДИСКРЕТНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ.....  | 510 |

## **СПИСОК ОСНОВНЫХ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

ЭМП – электромагнитное преобразование энергии  
ЭДС – электродвижущая силы  
НС – намагничивающая сила  
ЗПТ – звено постоянного тока  
АЦП – аналогово-цифровой преобразователь  
АД – асинхронный двигатель  
СД – синхронный двигатель  
ПЧ – преобразователь частоты  
ШИМ – широтно-импульсная модуляция  
ВД – вентильный двигатель  
ШД – шаговый двигателя  
ВЭП – вентильный электропривод  
ШЭП – шаговый электропривод  
ВИД – вентильно-индукторный двигатель  
ЛШД – линейный шаговый двигатель  
БДПТ – бесколлекторный двигатель постоянного тока  
МП СУ – микропроцессорная система управления  
ПЛК – программируемый логический контроллер  
ПК – промышленный компьютер  
ЧПУ – числовое программное управление  
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство  
ИГМС – интегрально-гибридные микросхемы  
ИДТ – интерфейс с датчиком тока  
ОА – объект автоматизации  
BLAC – Brushless AC Motor  
BLDC – Brushless DC Motor  
SRM – Switched Reluctance Motor

*Посвящается основателям отечественной школы*

*дискретного электропривода:*

Чиликину М.Г., Ивоботенко Б.А., Садовскому Л.А.,

Рубцову В.П., Цаценкину В.К., Луценко В.Е.

## **ПРЕДИСЛОВИЕ**

Современная концепция интегрированного автоматизированного производства предполагает полную интеграцию производственных механизмов и их систем управления в единый мехатронный узел с доступом по промышленной сети для контроля текущих параметров, гибкого изменения режимов работы и/или производственных заданий, вплоть до модернизации программного обеспечения. Реализация этой концепции возможна только тогда, когда каждое устройство имеет собственную встроенную микропроцессорную систему управления с выходом на одну из стандартных промышленных шин (полевых шин), по которой это устройство будет получать команды от системы управления более высокого уровня (промышленного компьютера или программируемого логического контроллера) и информировать ее о своем состоянии и значениях наблюдаемых параметров.

Автономно работающие устройства постепенно уходят в прошлое. Будущее комплексной автоматизации – это интеллектуальные устройства, объединенные промышленными сетями, которые могут полностью контролировать свое состояние и защищать себя, подключенное оборудование и человека-оператора от всех возможных неисправностей и аварийных состояний. Такие устройства поддерживают идею распределенного управления, когда все больше функций передается на более низкие уровни управления. С учетом современного состояния микропроцессорной техники это позволяет существенно разгрузить трафик в промышленных сетях, ограничиваясь «крупными» командами. Например, отработать заранее загруженную по сети в память встроенного контроллера привода программу движения конкретной координаты (оси) привода. Речь идет, в том числе, о распределенных системах позиционного и даже контурного управления с неограниченным числом работающих координат.

Подготовка специалистов в области электропривода и автоматизации должна строиться с учетом этих новых требований. Они должны уметь

сравнивать возможности и режимы работы конкретных систем привода, представленных на рынке, а при необходимости и проектировать такие системы на лучшей элементной базе современной силовой и управляющей электроники. Задача этой книги – познакомить студентов и заинтересованных специалистов с основами построения современного цифрового сервопривода с шаговыми и вентильными двигателями, который изначально проектируется как максимально удобный для интеграции в системы комплексного автоматизированного производства.

Понятие сервопривода трактуется неоднозначно. Так, специалисты одной из лучших электротехнических компаний в мире Siemens считают, что любой регулируемый электропривод, независимо от его мощности, можно назвать сервоприводом. Например, частотно-регулируемый асинхронный электропривод главного движения агрегатного станка мощностью 0,5 МВт – тоже сервопривод. Другие специалисты под сервоприводом понимают только приводы, предназначенные для точного воспроизведения заданных движений (позиционных и/или контурных), которые обычно реализуются в диапазоне мощностей до нескольких киловатт и используются большей частью в станкостроении и робототехнике. В данном учебнике будут рассматриваться именно такие системы, реализованные на базе шаговых и вентильных двигателей малой и средней мощности. Их главная задача – точное управление положением рабочего органа с учетом допустимых ограничений по скорости конкретного механизма.

В книге рассматривается путь совершенствования шаговых и вентильных электроприводов от простейших разомкнутых структур управления до систем цифрового векторного управления. Приводится зарубежная и отечественная классификация типов исполнительных двигателей, дается их сравнительная оценка, в том числе на основе положений теории электромеханического преобразования энергии, которая все шире применяется в практике расчета и проектирования электрических машин и электроприводов.

Шаговый и вентильный электропривод – сложная электромеханическая система, в которой в одном изделии интегрированы двигатель, силовой преобразователь, устройство управления и датчики. Для лучшего понимания особенностей работы различных структур управления, в том числе на базе новых методов широтно-импульсного управления электронными преобразователями энергии, книга содержит большое число компьютерных моделей, созданных в пакете моделирования MATLAB Simulink с использованием расширений Sim Power Systems и Sim Scape, существенно облегчающих анализ и синтез сложных систем

привода с развитой силовой и управляющей электроникой. Эти модели полностью отражают структуру реальных систем управления и используются в книге для визуализации их возможностей в разных режимах работы. Рекомендуется самостоятельное исследование студентами компьютерных моделей в рамках индивидуальных заданий при освоении курса «Цифровой шаговый и вентильный электропривод».

Большое число хороших учебников по электрическим машинам позволило авторам уделить главное внимание в книге только отличительным особенностям конструкций шаговых и вентильных двигателей, перспективным направлениям их совершенствования, а также прямым безредукторным приводам, в том числе, с линейными двигателями, которые все шире применяются в станко– и приборостроении.

Понятие «дискретный электропривод» часто ассоциируется с понятием «шаговый» или «цифровой». Начиная с середины прошлого века это направление активно развивалось отечественными учеными в Проблемной лаборатории электромеханики МЭИ, которым и посвящается эта книга. Их усилиями созданы не только основы теории дискретного привода, актуальные по сей день, но и разработаны отечественные серии шаговых двигателей, комплектных приводов и автоматов для электронной промышленности, лазерных и сборочных технологий. Авторы использовали этот опыт при написании книги, расширяя его с учетом значительного прогресса в области современной силовой и управляющей электроники, результатов собственных разработок цифровых электроприводов и высокопроизводительных микропроцессорных контроллеров управления ими.

Шаговый и вентильный электроприводы рассматриваются в книге с единых позиций исполнительных двигателей синхронного типа, отличие между которыми состоит лишь в использовании информации с датчика положения ротора для управления электрическим состоянием машины. Это позволяет дать целый ряд общих рекомендаций в аналитической форме, удобных для выбора и проектирования приводов: частоты приемистости, граничных и предельных механических характеристик и др.

Авторы благодарны коллективам кафедры Автоматизированного электропривода МЭИ и Научно-производственной фирмы «Вектор» за предоставленную возможность работы над книгой и всестороннюю помощь.



# 1. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ

|   |    |
|---|----|
| 1.1. Методы получения уравнений динамически сложных электромеханических систем.....   | 9  |
| 1.2. Технология определения усилия или момента ЭМП из принципа возможных перемещений и закона сохранения энергии .....  | 11 |
| 1.2.1. Электромагнит – простейший электромеханический преобразователь.....  | 11 |
| 1.2.2. Основные допущения – ЭМП как консервативная система без потерь. Обобщенные координаты ЭМП .....  | 12 |
| 1.2.3. Магнитная энергия, коэнергия, полная энергия ЭМП.....  | 14 |
| 1.2.4. Технология получения электромагнитного усилия (момента) из закона сохранения энергии.....  | 17 |
| 1.3. Уравнение электромагнитного усилия для линейной в магнитном отношении системы .....  | 21 |
| 1.4. Электромагнитное усилие одной фазы линейного двигателя с переменным магнитным сопротивлением.....  | 23 |
| 1.5. Расчет усилия или момента для общего случая многообмоточного электромеханического преобразователя с несколькими степенями механической подвижности ..... | 25 |
| 1.6. Расчет усилия или момента для общего случая линейной в магнитном отношении машины с одной механической координатой .....                                 | 29 |
| 1.7. Обобщенная модель электромеханического преобразования энергии для целей компьютерного моделирования .....  | 30 |

## 1.1. Методы получения уравнений динамически сложных электромеханических систем

Преобразование электромеханической энергии происходит в результате электродинамических процессов при движении электрически заряженных тел в электромагнитных полях. При низких скоростях движения подвижной части электрической машины (ротора вращающегося двигателя или подвижного элемента линейного двигателя) уравнения движения с высокой степенью точности могут быть получены из статических уравнений поля. При этом для определения усилия или момента, развиваемого электромеханическим преобразователем энергии (ЭМП), в функции координат системы, можно воспользоваться *двумя методами*.

Первый метод основан на использовании *основных физических законов* – Фарадея, Кирхгофа, Лоренца, Кулона и др. Он нагляден и широко применяется в традиционных курсах электрических машин, например, [1].

Второй метод связан с введением в рассмотрение *силовых функций* или *функций энергии* от обобщенных параметров электромеханического преобразователя энергии, с применением *принципа возможных перемещений* и *закона сохранения энергии* для получения зависимости усилия или момента от текущих координат системы. Метод позволяет формализовать процедуру математического описания ЭМП и широко использовать при этом экспериментальные данные. Он быстро развивается в последнее время в связи с совершенствованием *технологии компьютерного автоматизированного эксперимента*, позволяющего получить достаточно точную математическую модель электрической машины с учетом всех ее внутренних взаимосвязей и существенных нелинейностей. Он широко используется также в математических пакетах моделирования магнитных полей электрических машин методом конечных элементов.

Второй метод особенно эффективен тогда, когда электрическая машина имеет *нетрадиционную* конструкцию, существенно отличающуюся от типовых конструкций наиболее массовых и хорошо изученных машин – асинхронных, синхронных, коллекторных постоянного тока. Шаговые и вентильные двигатели, особенно, линейные, планарные и многокоординатные, отличаются большим *многообразием конструктивных решений*. Они могут быть активными, реактивными, активно-реактивными, с разным расположением контура возбуждения – на роторе, на статоре, с возбуждением постоянной составляющей токов (с самовозбуждением). Зачастую просто невозможно сформулировать закон, на основании которого машина работает. Здесь на помощь приходит теория электромеханического преобразования энергии, которая позволяет создать первую, вначале линейную модель машины, понять принцип действия машины и особенности управления ею, а затем, при необходимости, уточнить эту модель с учетом реально полученных экспериментальных данных.

Теория электромеханического преобразования энергии изложена в ряде книг и статей, например, [2]. Мы постараемся кратко и по мере возможности наглядно представить читателям ее базовые положения, не претендуя на полноту изложения. Тем более, что эта теория постоянно совершенствуется, особенно в направлении анализа эффективности процессов преобразования энергии в ЭМП различного типа. В последующих главах мы представим читателю и некоторые новые положения этой теории.

## 1.2. Технология определения усилия или момента ЭМП из принципа возможных перемещений и закона сохранения энергии

### 1.2.1. Электромагнит – простейший электромеханический преобразователь

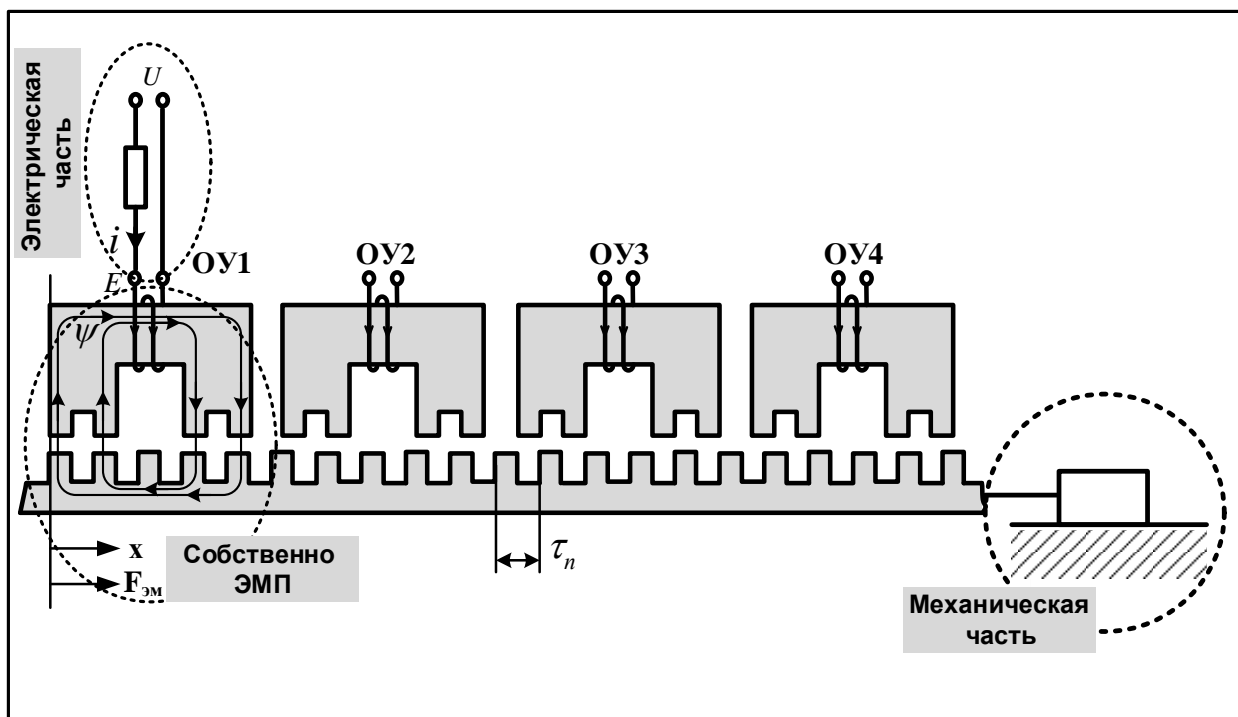


Рис. 1.1 Основной компонент электрических машин с переменным магнитным сопротивлением – простейший электромеханический преобразователь (электромагнит)

Покажем особенности применения второго метода на примере простейшего электромеханического преобразователя энергии – электромагнита, который является частью многофазного, в данном случае, четырёхфазного *линейного шагового или вентильного индукторного двигателя с самовозбуждением* (рис. 1.1). Название этого двигателя по отечественной классификации будет понятно из дальнейшего материала. По зарубежной классификации двигатель относится к классу электрических машин *с переменным магнитным сопротивлением*, теория проектирования которых и управления ими активно развивается во всем мире в последние полвека. Изображение на рис. 1.1 может представлять собой либо развертку обычного двигателя вращательного типа, либо чертеж линейной машины с линейными подшипниками скольжения, качения, магнитными или аэростатическими опорами (подшипниками). Будем считать, что воздушный зазор между статором и ротором фиксирован и имеется только одна степень механической подвижности ротора – перемещение вдоль оси  $x$ .

Принципиальной особенностью двигателей с переменным магнитным сопротивлением является *отсутствие электромагнитной связи между фазами*, поэтому математическая модель такого двигателя может быть

получена на основе модели всего одной фазы с учетом электрического сдвига пакетов статора других фаз друг относительно друга на величину заданного электрического угла (в данном примере  $\pi/2$ ). Усилия, развиваемые всеми пакетами статора, будут суммироваться на общем роторе (для вращающегося двигателя) или на общем подвижном элементе, называемом индуктором, в случае линейной машины.

Принцип работы двигателя в шаговом режиме прост. При включении первой фазы создается магнитный поток  $\psi$ , проходящий через воздушный зазор и замыкающийся через индуктор. Индуктор переместится так, чтобы магнитное сопротивление в воздушном зазоре оказалось минимальным, а магнитный поток – максимальным, т.е. в положение, в котором зубцы индуктора находятся напротив зубцов первого пакета статора. Отключение первой фазы и включение второй (коммутация фаз) приведет к перемещению подвижного элемента машины на один шаг, равный  $\pi/2$  электрических градусов. Полюсному делению машины соответствует расстояние «зуб-паз» по пассивному ротору  $\tau_p$  или  $2\pi$  электрических градусов. Пакеты отдельных фаз статора сдвинуты друг относительно друга на  $\pi/2$  электрических градусов (на величину целого электрического шага).

Если продолжить режим коммутации фаз 1, 2, 3, 4, 1, 2, ..., то двигатель будет «шагать», как это и положено любому шаговому двигателю, в том числе линейному. Заметим, что полюсное деление «зубцовой нарезки» на кернах статорной обмотки должно совпадать с полюсным делением ротора, а сами пакеты фаз должны быть сдвинуты друг относительно друга на угол  $2\pi/m$ , где  $m$  – число фаз машины. В нашем случае число фаз равно 4 и фазовый сдвиг составляет  $\pi/2$ .

Как видно на рис. 1.1, все фазы изолированы друг от друга, и машина представляет собой совокупность 4-х линейных электромагнитов. Рассмотрим первый электромагнит в виде отдельного электромеханического преобразователя энергии и попробуем получить уравнение усилия, создаваемого этим электромагнитом. Усилия, развиваемые другими фазами, будут определяться аналогичными соотношениями с учетом фазового сдвига соответствующих пакетов статора относительно ротора (индуктора).

### 1.2.2. Основные допущения – ЭМП как консервативная система без потерь. Обобщенные координаты ЭМП

Накопитель энергии в таком электромеханическом преобразователе один – обмотка статора. Вид энергии – энергия магнитного поля  $W_f$ .

Все диссипативные элементы вынесем за пределы собственно электромеханического преобразователя энергии. Например, внутреннее сопротивление обмотки управления двигателя примем равным нулю, а его истинное значение учтем включением во внешнюю электрическую цепь дополнительного сопротивления  $R$ . *Внешняя электрическая цепь* может содержать источники напряжения или тока, дополнительные сопротивления, индуктивности и емкости. Ее математическое описание может быть получено из хорошо известных законов электротехники (закон Кирхгофа, методы контурных токов, узловых потенциалов и т.д.).

Аналогично поступим с *механической частью* привода. В общем случае она может содержать передаточные устройства с зазорами и упругостями, исполнительные механизмы. На вход механической части воздействует электромагнитное усилие  $F_{эм}$ , развиваемое электромагнитом. Перемещение индуктора  $x$  будет зависеть от структуры и параметров механической части. Ее математическое описание может быть получено из хорошо известных уравнений механики (закон Ньютона, принцип возможных перемещений и т.д.).

Таким образом, с одной стороны, электромеханический преобразователь энергии имеет *электрический вход* (ток в обмотке управления  $i$ ), а с другой – механический вход (положение подвижного элемента  $x$ ). Ток  $i$  и положение  $x$  – это *обобщенные координаты электромеханического преобразователя энергии*. Предположим, что накопленная внутри ЭМП энергия магнитного поля зависит только от обобщенных координат ЭМП, причем является *однозначной функцией этих координат*.

Полученная электромеханическая система является *консервативной*, так как потери в ней отсутствуют. Поэтому, электрическая энергия  $W_e$ , поступающая в ЭМП со стороны электрических зажимов, и механическая  $W_m$ , поступающая в ЭМП при воздействии внешнего усилия на якорь электромагнита, идут в накопитель магнитной энергии  $W_f$ . Какие-либо потери внутри ЭМП отсутствуют. Накопленная в ЭМП магнитная энергия может преобразовываться в механическую энергию – усилие, развиваемое электромагнитом, может совершать полезную работу, например, перемещать рабочий орган механизма.

### 1.2.3. Магнитная энергия, коэнергия, полная энергия ЭМП

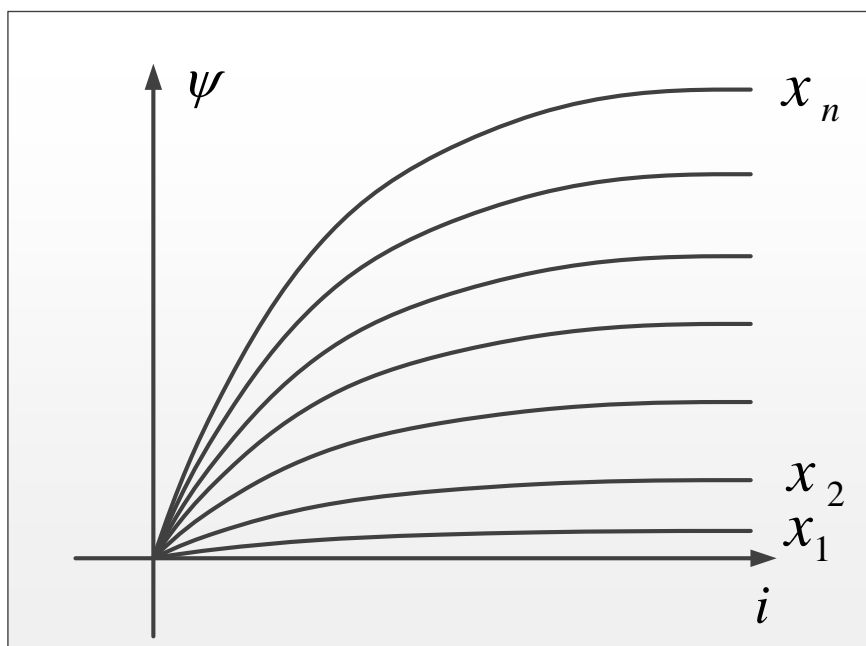


Рис. 1.2 Статические характеристики ЭМП

Расчетным или экспериментальным путем могут быть определены кривые намагничивания ЭМП, так называемые *статические характеристики электромеханического преобразователя энергии* (рис. 1.2), устанавливающие функциональную связь между обобщенными координатами ЭМП: потокосцеплением  $\Psi$ , током  $i$  и положением ротора (подвижного элемента)  $x$ .

В зависимости от того, какие две из трех переменных считаются независимыми, возможны две формы записи статических характеристик ЭМП:

$$\Psi = \Psi(i, x), \quad (1.1)$$

$$I = i(\Psi, x). \quad (1.2)$$

В первом случае в качестве независимых переменных выступают ток и механическое положение. Предполагается, что в электрической части ЭМП имеется достаточно качественный источник тока, позволяющий задавать требуемое значение тока. Во втором случае в качестве независимых переменных выступают потокосцепление и механическое положение. Следовательно, управление по электрической части ведется от источника напряжения. Напомним, что ЭДС на зажимах обмотки соответствует производной потокосцепления по времени  $e = \frac{d\Psi}{dt}$ . Поэтому, управляя

напряжением, мы, по существу, управляем ЭДС, и в конечном счете – потокоцеплением.

Для того чтобы энергия, запасенная в магнитном поле, могла быть описана с помощью *силовой функции*, необходимо чтобы соотношения (1.1) и (1.2) между переменными были *однозначными функциями*. В этом случае магнитная энергия является однозначной функцией обобщенных переменных  $\Psi$ ,  $x$  или  $i$ ,  $x$  и не зависит от производных и интегралов этих переменных. Это означает, что магнитная энергия – *функция мгновенной конфигурации системы и не зависит от ее предыстории и динамического состояния*. Условие однозначности статических характеристик ЭМП ограничивает область применения рассматриваемого метода *системами без гистерезиса*. На практике все электромеханические системы имеют гистерезис, однако ввиду наличия воздушного зазора он невелик и может на начальном этапе исследований не учитываться (потери на гистерезис могут быть учтены дополнительным активным сопротивлением, вынесенным за пределы ЭМП, как, кстати, и делается в традиционных курсах электрических машин).

Ограничивая энергетические функции, описывающие поля электромеханических связей силовыми функциями, получим способ определения энергии, запасенной в поле связи. Она может быть определена при помощи приведения всей системы переменных к их конечным значениям любым произвольным образом. Например, так: при равных нулю электрических переменных  $\Psi$  и  $i$  устанавливается заданное значение механической переменной  $x$ , которое поддерживается далее постоянным (подвижный элемент машины как бы фиксируется внешним устройством). Устанавливаются требуемые значения электрических переменных за счет подключения обмотки управления к источнику тока или напряжения. В первом случае независимой переменной является ток, а потокоцепление определяется из соотношения (1.1). Во втором случае независимой переменной является потокоцепление (так как при подаче напряжения непосредственно на вход ЭМП  $u = e = d\Psi/dt$ ), а ток определяется из соотношения (1.2). Для произвольного момента времени  $dt$  с учетом зафиксированного механического состояния двигателя  $x = \text{const}$  справедливо уравнение энергетического баланса:

$$dW_e = dW_f, \quad (1.3)$$

откуда

$$\frac{dW_e}{dt} = P_e = \frac{dW_f}{dt} = P_f. \quad (1.4)$$

Это означает, что вся электрическая энергия, подводимая к ЭМП со стороны электрических зажимов, превращается в энергию магнитного поля, т.е. накапливается внутри ЭМП.

Считая, что при отсутствии тока в обмотке магнита магнитная энергия равна нулю, и интегрируя уравнение (1.4) в пределах от 0 до  $t$ , получим выражение для определения магнитной энергии:

$$W_f = \int_0^{W_f} dW_f = \int_0^t P_e dt = \int_0^t i \frac{d\Psi}{dt} dt = \int_0^{\tilde{\Psi}} i(\tilde{\Psi}, x) d\tilde{\Psi} = W_f(\Psi, x). \quad (1.5)$$

В выражении (1.5) и далее знаком “ $\sim$ ” помечена переменная, по которой производится интегрирование. Напомним, что при этом механическая координата зафиксирована.

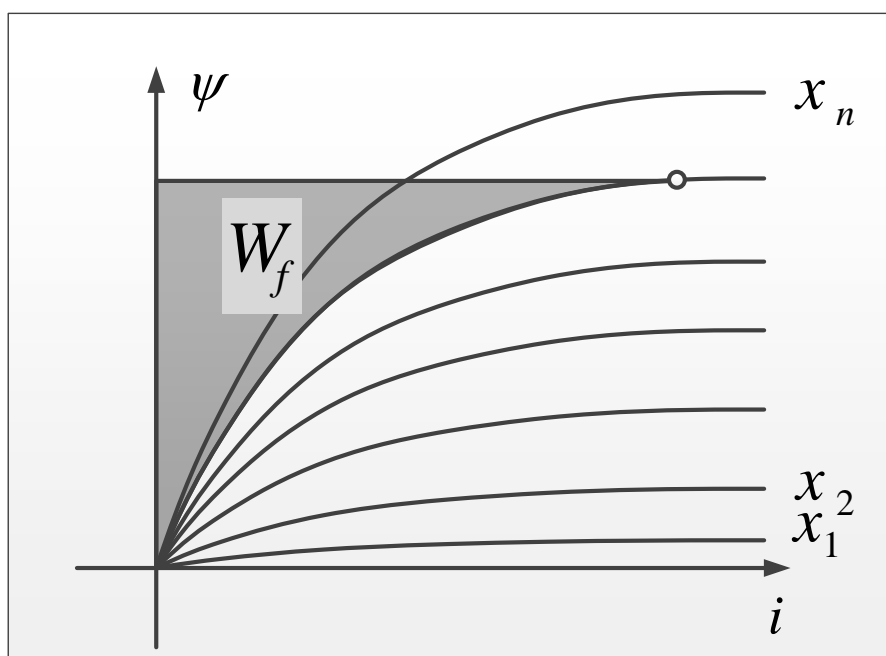


Рис. 1.3 Графическая интерпретация магнитной энергии

На рис. 1.3 дана графическая интерпретация формулы (1.5) для определения магнитной энергии. Это площадь между кривой намагничивания, проходящей через заданную точку и осью ординат.

Удобно ввести в рассмотрение также величину коэнергии электромеханической системы:

$$W_{co} = \int_0^i \Psi(\tilde{i}, x) d\tilde{i} = W_{co}(i, x). \quad (1.6)$$

В отличие от магнитной энергии, коэнергия не имеет физического смысла и является лишь удобной математической абстракцией так же, как и



полная энергия электромеханической системы, которая представляет собой сумму магнитной энергии и коэнергии:

$$W_{\Sigma} = W_f + W_{co} = \Psi i. \quad (1.7)$$

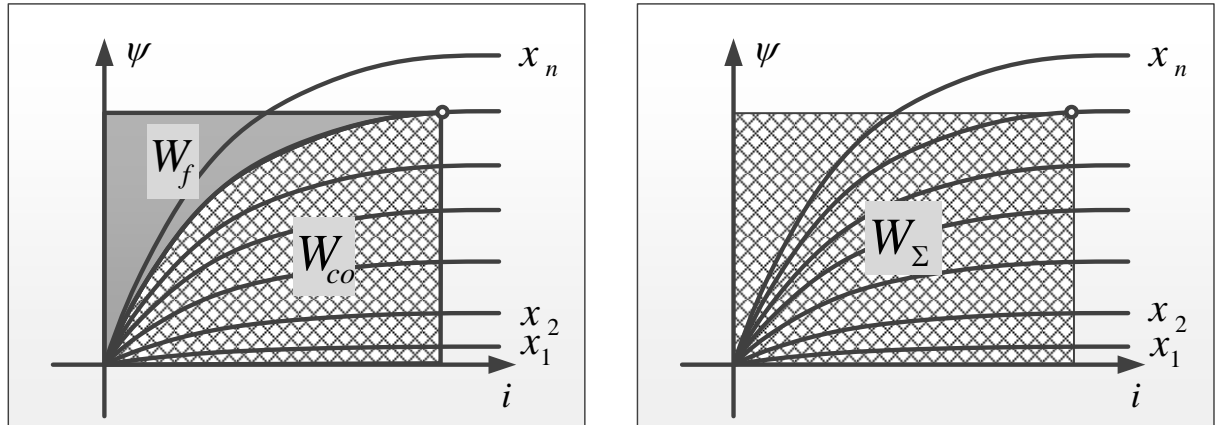


Рис. 1.4 Графическая интерпретация магнитной энергии, коэнергии и полной энергии

Графическая интерпретация соотношений (1.6) и (1.7) дана на рис. 1.4. Как видите, для нелинейных в магнитном отношении систем, магнитная энергия всегда меньше коэнергии. Для линейных систем значения магнитной энергии и коэнергии в любой точке совпадают.

#### 1.2.4. Технология получения электромагнитного усилия (момента) из закона сохранения энергии

Приведем относительно простой вывод основных уравнений теории электромеханического преобразования энергии, основанный на допущении о справедливости закона сохранения энергии.

Итак, магнитная энергия и коэнергия являются функциями обобщенных координат ЭМП – соотношения (1.5) и (1.6), и не зависят от предыстории. Освободим подвижный элемент двигателя от «фиксатора» и воспользуемся принципом возможных перемещений и законом сохранения энергии.

Пусть обобщенные координаты ЭМП  $\Psi$ ,  $i$ ,  $x$  меняются произвольным образом. Тогда для любого момента времени  $dt$  справедливо уравнение энергетического баланса:

$$dW_e = dW_f + dW_m. \quad (1.8)$$

или после деления на  $dt$ :

$$P_e = P_f + P_m. \quad (1.9)$$

Поступающая со стороны электрических зажимов электрическая мощность может запасаться внутри ЭМП, увеличивая запас магнитной энергии, и расходоваться для совершения механической работы. Механическая мощность определяется как произведение электромагнитного усилия на скорость.

Из трех переменных  $\Psi$ ,  $i$ ,  $x$  независимыми могут быть только две. Пусть  $\Psi$  и  $x$  – независимые переменные (сверхпроводящая обмотка управления получает питание от регулируемого источника напряжения).

Тогда:

$$P_e = i(\Psi, x) \frac{d\Psi}{dt}, \quad (1.10)$$

$$P_f = \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial \Psi} \frac{d\Psi}{dt} + \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial x} \frac{dx}{dt}, \quad (1.11)$$

$$P_m = F \frac{dx}{dt}, \quad (1.12)$$

где  $F$  – усилие, развиваемое электромагнитом.

С учетом последних равенств уравнение энергетического баланса (1.9) примет вид:

$$\left[ i(\Psi, x) - \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial \Psi} \right] \frac{d\Psi}{dt} = \left[ F + \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial x} \right] \frac{dx}{dt}. \quad (1.13)$$

Так как  $\Psi$  и  $x$  – независимые переменные, меняющиеся во времени произвольным образом, то для выполнения закона сохранения энергии (1.13) необходимо, чтобы оба выражения в квадратных скобках были тождественно равны нулю, следовательно:

$$i(\Psi, x) = \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial \Psi}, \quad (1.14)$$

$$F = - \frac{\partial W_f(\Psi, x)}{\partial x}. \quad (1.15)$$

Уравнение (1.14) – всего лишь другая форма записи соотношения (1.5) для расчета магнитной энергии, полученного нами ранее, а уравнение (1.15) – формула для расчета электромагнитного усилия ЭМП из выражения для

магнитной энергии путем дифференцирования последней по механической координате при неизменном потокоцеплении (рис. 1.5).

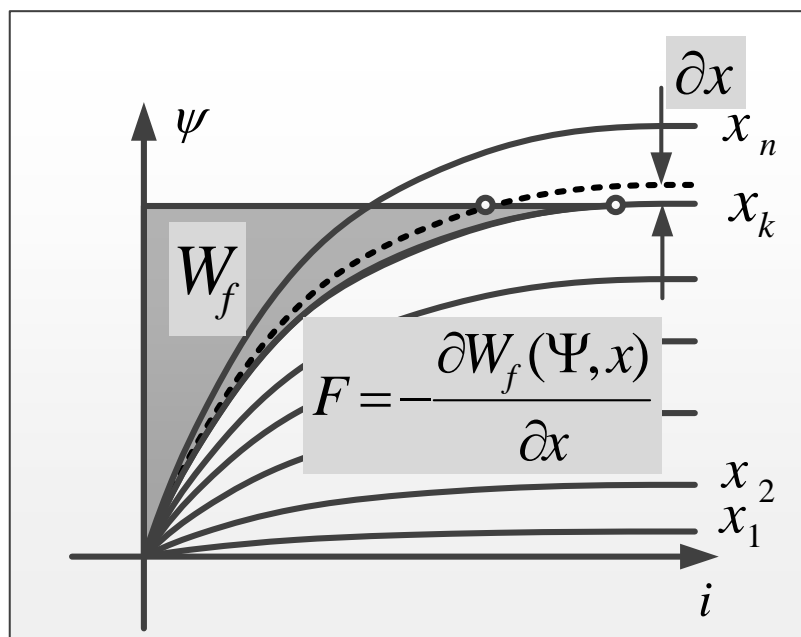


Рис. 1.5 К расчету электромагнитного усилия через магнитную энергию

Как следует из выражения (1.15), электромагнитное усилие направлено всегда в сторону уменьшения запаса магнитной энергии в системе при фиксированном значении потокоцепления, то есть механическая работа совершается за счет уменьшения запаса магнитной энергии в системе при отсутствии подвода электрической энергии извне. Напомним, что при  $\Psi = \text{const}$  электродвижущая сила на электрических зажимах равна нулю, что соответствует закороченной обмотке ЭМП, – подвода электрической энергии нет. Электромагнитное усилие – это частная производная от магнитной энергии по механической координате с противоположным знаком. Формула (1.15) широко используется в современных компьютерных программах, предназначенных для расчета магнитных полей электрических машин, в том числе методом конечных элементов. С ее помощью получают численные оценки усилий и моментов ЭМП.

Предположим, что независимыми переменными являются  $i$  и  $x$  (обмотка двигателя получает питание от управляемого источника тока). Определим магнитную энергию как разность между полной энергией и коэнергией и запишем выражения для электрической мощности и мощности увеличения магнитной энергии системы:

$$P_e = i \frac{d\Psi(i,x)}{dt}, \quad (1.16)$$

$$\begin{aligned} P_f &= \frac{d}{dt} [i \cdot \Psi(i,x) - W_{co}(i,x)] = \\ &= i \cdot \frac{d\Psi(i,x)}{dt} + \Psi(i,x) \frac{di}{dt} - \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial i} \frac{di}{dt} - \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Подставляя соотношения (1.12), (1.16) и (1.17) в уравнение (1.9) закона сохранения энергии на любом возможном перемещении, получим:

$$\left[ \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial i} - \Psi(i,x) \right] \frac{di}{dt} = \left[ F - \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial x} \right] \frac{dx}{dt} \quad (1.18)$$

Для того, чтобы закон сохранения энергии выполнялся при любых изменениях обобщенных координат в функции времени, необходимо, чтобы оба соотношения в квадратных скобках были тождественно равны нулю, следовательно:

$$\Psi(i,x) = \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial i}, \quad (1.19)$$

$$F = + \frac{\partial W_{co}(i,x)}{\partial x}. \quad (1.20)$$

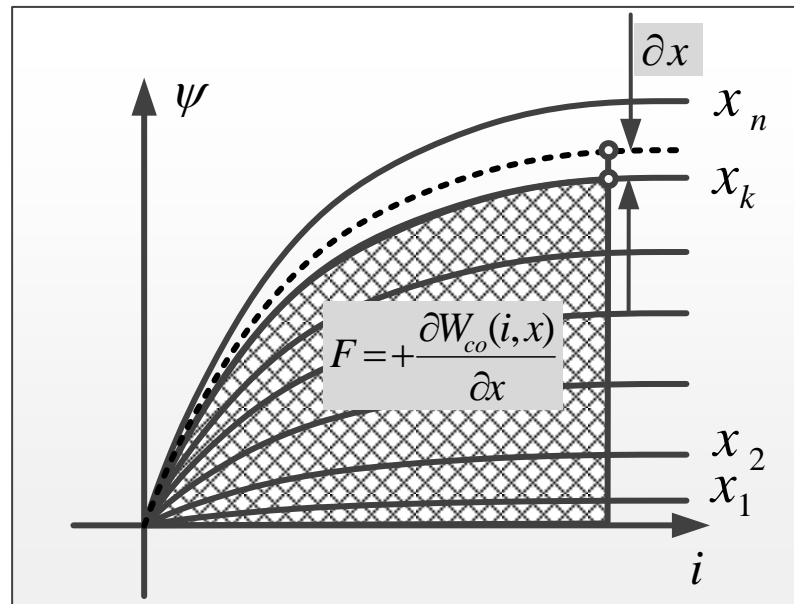


Рис. 1.6 К расчету электромагнитного усилия через коэнергию

Равенство (1.19) – лишь другая форма записи выражения (1.6) для определения коэнергии. Уравнение (1.20) – еще одна формула для расчета

электромагнитного усилия через коэнергию системы – рис. 1.6. Усилие всегда направлено в сторону увеличения коэнергии при питании обмотки ЭМП от источника тока  $i = \text{const}$ .

Таким образом, подвижная часть ЭМП всегда стремится занять такое положение, при котором при неизменном потоке  $\Psi$  (нет подвода электрической энергии извне) магнитная энергия минимальна, а при неизменном токе  $i$  коэнергия максимальна (заметим, что в последнем случае и магнитная энергия будет максимальной).

### 1.3. Уравнение электромагнитного усилия для линейной в магнитном отношении системы

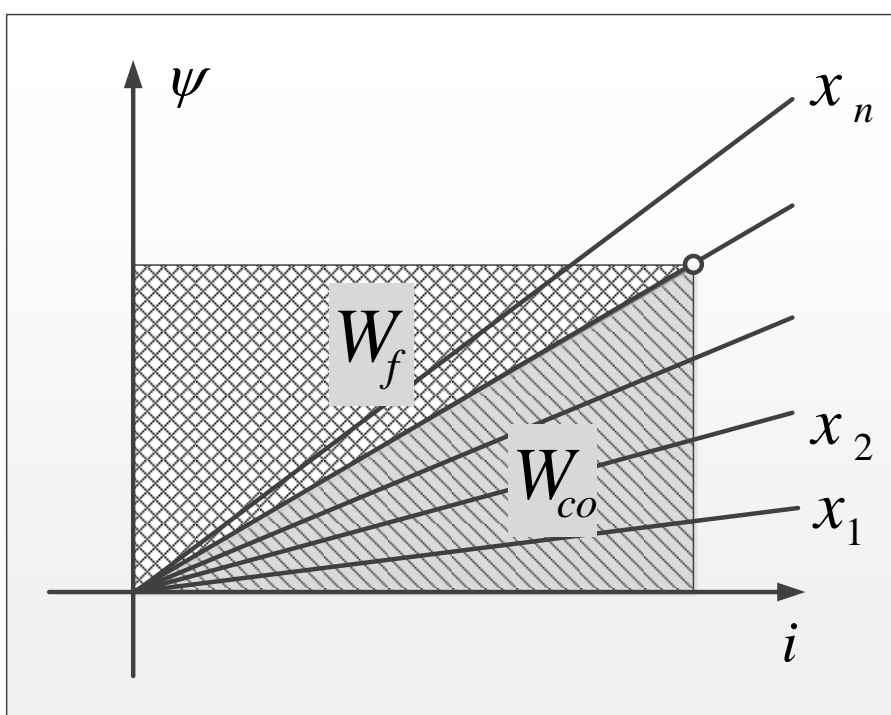


Рис. 1.7 Кривые намагничивания линейной электромеханической системы

Для системы, линейной в магнитном отношении (рис. 1.7), потокосцепление является функцией индуктивности, зависящей от положения ротора, и тока:

$$\Psi(i, x) = L(x)i \quad \text{или} \quad i(\Psi, x) = \frac{\Psi}{L(x)}, \quad (1.21)$$

где  $L(x)$  – индуктивность.

Магнитная энергия линейной системы равна:

$$W_f(\Psi, x) = \int_0^{\tilde{\Psi}} i(\tilde{\Psi}, x) d\tilde{\Psi} = \int_0^{\tilde{\Psi}} \frac{\tilde{\Psi}}{L(x)} d\tilde{\Psi} = \frac{1}{2} \frac{\Psi^2}{L(x)}. \quad (1.22)$$

Коэнергия линейной в магнитном отношении системы:

$$W_{co}(i, x) = \int_0^i \Psi(\tilde{i}, x) d\tilde{i} = \int_0^i L(x) \cdot \tilde{i} d\tilde{i} = \frac{1}{2} L(x) \cdot i^2. \quad (1.23)$$

Как видно из рис. 1.7 и соотношений (1.22) и (1.23), для линейных систем магнитная энергия в произвольной точке равна коэнергии. Убедитесь в этом, подставив уравнение (1.21) в (1.22).

Определим из соотношений (1.15) и (1.20) усилие, развиваемое электромагнитом:

$$F = \frac{1}{2} \Psi^2 \frac{1}{[L(x)]^2} \frac{dL(x)}{dx}, \quad (1.24)$$

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(x)}{dx}. \quad (1.25)$$

С учетом соотношения (1.21) обе формулы дают, естественно, один и тот же результат. Причем, усилие всегда направлено *в сторону увеличения индуктивности системы*.

Выразим индуктивность через магнитное сопротивление  $R(x)$  и проводимость  $\Lambda(x)$ :

$$L(x) = \frac{w^2}{R_{\text{mag}}(x)} = w^2 \cdot \Lambda(x). \quad (1.26)$$

Таким образом, электромагнитная система всегда стремится занять положение *с максимальной проводимостью воздушного зазора и минимальным магнитным сопротивлением*. Усилие простейшей магнитной системы пропорционально *квадрату тока и глубине модуляции магнитного потока при изменении положения подвижной части*.

#### 1.4. Электромагнитное усилие одной фазы линейного двигателя с переменным магнитным сопротивлением

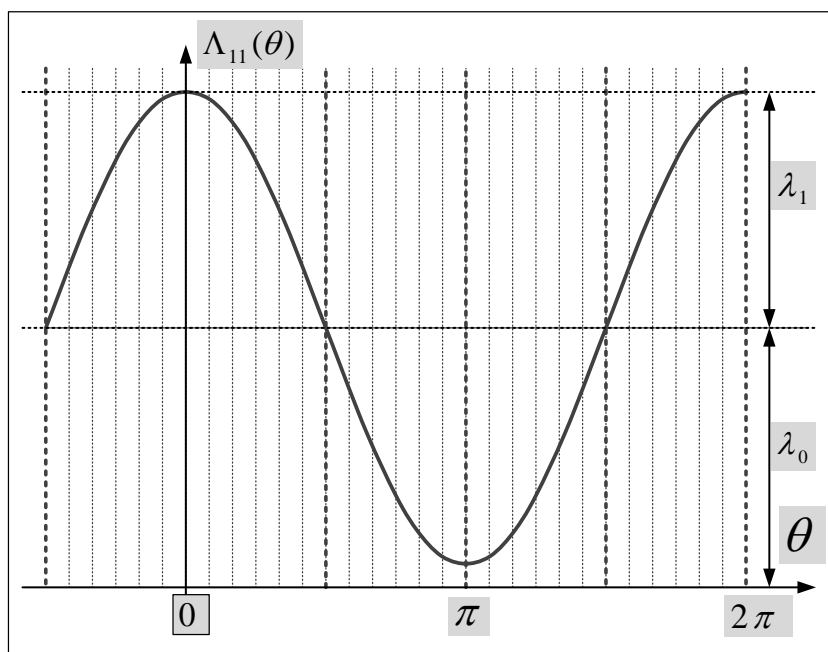


Рис. 1.8 Проводимость воздушного зазора в функции электрического положения ротора

Для одной фазы линейного двигателя с переменным магнитным сопротивлением основную долю магнитного сопротивления составляет сопротивление воздушного зазора. Магнитное сопротивление ферромагнитных участков магнитной цепи в первом приближении можно считать равным нулю. Проводимость воздушного зазора удобно выразить в виде зависимости от *электрического положения ротора* (подвижного элемента) внутри полюсного деления машины:

$$\theta = x \cdot \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (1.27)$$

Эта зависимость может быть получена либо экспериментально, либо расчетным путем. В общем случае проводимость воздушного зазора имеет постоянную составляющую  $\lambda_0$  и первую гармонику  $\lambda_1$  – рис. 1.8. Высшими гармоническими составляющими в проводимости воздушного зазора в первом приближении можно пренебречь. Как видно, максимальное значение проводимости достигается в положении «зуб под зубом», т.е. в согласованном положении зубцов статора и ротора, а минимальное – в положении «зуб под пазом», т.е. в рассогласованном положении зубцов.

Таким образом:

$$L(x) = w^2 \cdot \Lambda(x) = w^2 \cdot [\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta)] \quad (1.28)$$

Получим выражение для электромагнитного усилия одной фазы линейного двигателя с переменным магнитным сопротивлением с учетом (1.27) и (1.28):

$$F = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(x)}{dx} = \frac{1}{2} i^2 \cdot \left( \frac{2\pi}{\tau_{\Pi}} \right) \cdot \frac{dL(\theta)}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \cdot \left( \frac{2\pi}{\tau_{\Pi}} \right) \cdot w^2 \cdot \lambda_1 \cdot [-\sin(\theta)]. \quad (1.29)$$

Кривая зависимости усилия от положения ротора при фиксированном значении тока называется *кривой статического синхронизирующего усилия*. На основе (1.29) можно сделать следующие выводы:

1) Значение статического синхронизирующего усилия пропорционально квадрату тока и не зависит от знака тока. Это признак так называемого «реактивного» усилия, который присутствует, в том числе, и в чисто реактивных синхронных двигателях.

2) Реактивное усилие (момент) зависит от глубины модуляции магнитного поля зубчатой структурой ротора (индуктора). Если эта модуляция отсутствует, то отсутствует и реактивное усилие (момент).

3) Простая пассивная структура ферромагнитного ротора (подвижного элемента) для двигателей с переменным магнитным сопротивлением выполняет функцию *индуктора-модулятора*, изменяющего величину магнитного поля в зоне расположения соответствующей фазы двигателя при изменении положения ротора. В отечественной литературе [3] двигатели подобного типа получили название *индукторных*.

4) Реактивное усилие пропорционально квадрату числа витков фазы статора и обратно пропорционально величине полюсного деления машины.

Чем меньше полюсное деление, тем больше развиваемое машиной усилие. Это положение справедливо до тех пор, пока уменьшение полюсного деления не приведет к уменьшению переменной составляющей проводимости воздушного зазора  $\lambda_1$ . На практике для индукторных машин, в том числе для линейных и планарных, уменьшать полюсное деление до величин, меньших 0,5 мм нецелесообразно. Начинают сказываться потоки рассеяния, и переменная составляющая проводимости резко падает, падает и усилие/момент.

Особенность машин с переменным магнитным сопротивлением – независимость момента/усилия фазы от знака тока в ней. Это означает, что *за счет реверса тока в фазе статора невозможно изменить направление движения ротора/подвижного элемента*. Изменить направление движения в таких машинах можно только за счет изменения порядка включения и выключения фаз двигателя – порядка коммутации фаз.



Еще одна особенность состоит в том, что такие двигатели *не могут быть двухфазными*. Действительно, при  $m = 2$  величина сдвига пакетов статора друг относительно друга должна быть равной  $2\pi/m = \pi$ . При включении второй фазы момент/усилие будет равно нулю, и двигатель будет напоминать однофазный асинхронный двигатель – будет запускаться в том направлении, «куда его толкнешь». Для получения устойчивого движения в заданном направлении число фаз двигателя с переменным магнитным сопротивлением должно быть 3, 4 или более.

### 1.5. Расчет усилия или момента для общего случая многообмоточного электромеханического преобразователя с несколькими степенями механической подвижности

В общем случае электромеханический преобразователь имеет  $m$  обмоток управления (накопителей магнитной энергии) и  $k$  механических координат (степеней свободы). Например, если представить себе двигатель на рис. 1.1, работающий с аэростатическими или магнитными подшипниками, то кроме основной координаты перемещения  $x$ , возможны и другие степени подвижности, например:

$z$  – линейное перемещение центра масс индуктора в направлении, перпендикулярном оси  $x$ , связанное с уменьшением или увеличением воздушного зазора, создаваемого аэростатической опорой;

$\varphi$  – угловое вращение индуктора относительно оси  $z$ , связанное с внешними разворотными усилиями, действующими на индуктор;

$\rho$  – угловое вращение центра масс индуктора относительно оси, перпендикулярной плоскости чертежа на рис. 1.1, связанное с внешними усилиями, приводящими к «крену» подвижного элемента.

Многообмоточный электромеханический преобразователь характеризуется следующими статическими характеристиками:

$$\begin{cases} \Psi_1 = \Psi_1(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, x_2, \dots, x_k); \\ \Psi_2 = \Psi_2(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, x_2, \dots, x_k); \\ \dots \dots \dots \\ \Psi_m = \Psi_m(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, x_2, \dots, x_k). \end{cases}$$

или

$$\begin{cases} i_1 = i_1(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, x_2, \dots, x_k); \\ i_2 = i_2(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, x_2, \dots, x_k); \\ \dots \dots \dots \\ i_m = i_m(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, x_2, \dots, x_k). \end{cases} \quad (1.30)$$

Эти характеристики могут быть получены либо теоретически в результате электромагнитных расчетов, либо экспериментально.

В теории электромеханического преобразования энергии доказывається, что вводить в рассмотрение силовые функции можно только в случае, если выполняются соотношения:

$$\frac{\partial \Psi_i}{\partial i_j} = \frac{\partial \Psi_j}{\partial i_i}. \quad (1.31)$$

Для линейных в магнитном отношении систем (1.31) означает, что  $L_{ij}$  должно быть равно  $L_{ji}$ , т.е. взаимные индуктивности любых двух фаз друг с другом должны быть одинаковы. Для всех реальных электрических машин условие (1.31) выполняется.

Для определения запаса магнитной энергии проведем мысленный опыт. Приведем все механические координаты к их конечным значениям при нулевых токах во всех фазах машины. Зафиксируем все механические координаты. Подключим все обмотки ЭМП к источникам питания и выставим заданные значения электрических координат, одновременно измеряя все мощности, поступающие по электрическим зажимам.

Выражение для магнитной энергии ЭМП можно получить суммированием электрической энергии, поступающей на все  $m$  электрических зажимов преобразователя при фиксированных механических координатах  $x_1, x_2, \dots, x_k$ :

$$\begin{aligned} W_f &= \int_0^{W_f} dW_f = \int_0^t P_e dt|_{x_1, x_2, \dots, x_k = \text{const}} = \int_0^t (e_1 i_1 + e_2 i_2 + \dots + e_m i_m) dt = \\ &= \int_0^{\tilde{\Psi}_1, \tilde{\Psi}_2, \dots, \tilde{\Psi}_m} i_1(\tilde{\Psi}_1, \tilde{\Psi}_2, \dots, \tilde{\Psi}_m, x_1, \dots, x_k) d\tilde{\Psi}_1 + \\ &+ i_2(\tilde{\Psi}_1, \tilde{\Psi}_2, \dots, \tilde{\Psi}_m, x_1, \dots, x_k) d\tilde{\Psi}_2 + \dots + i_m(\tilde{\Psi}_1, \tilde{\Psi}_2, \dots, \tilde{\Psi}_m, x_1, \dots, x_k) d\tilde{\Psi}_m = \\ &= W_f(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, \dots, x_k) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Аналогичное выражение для коэнергии имеет вид:

$$\begin{aligned} W_{co} &= \\ &= \int_0^{\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \dots, \tilde{i}_m} \Psi_1(\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \dots, \tilde{i}_m, x_1, \dots, x_k) d\tilde{i}_1 + \dots + \Psi_m(\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \dots, \tilde{i}_m, x_1, \dots, x_k) d\tilde{i}_m = \\ &= W_{co}(\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \dots, \tilde{i}_m, x_1, \dots, x_k) \end{aligned} \quad (1.33)$$

При этом, как уже указывалось ранее, величина магнитной энергии (коэнергии) не зависит от пути интегрирования, а определяется только координатами конечной точки в пространстве обобщенных координат ( $\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, x_2, \dots, x_k$ ). Это позволяет выбрать для вычисления

криволинейных интегралов (1.32) и (1.33) наиболее удобный путь интегрирования.

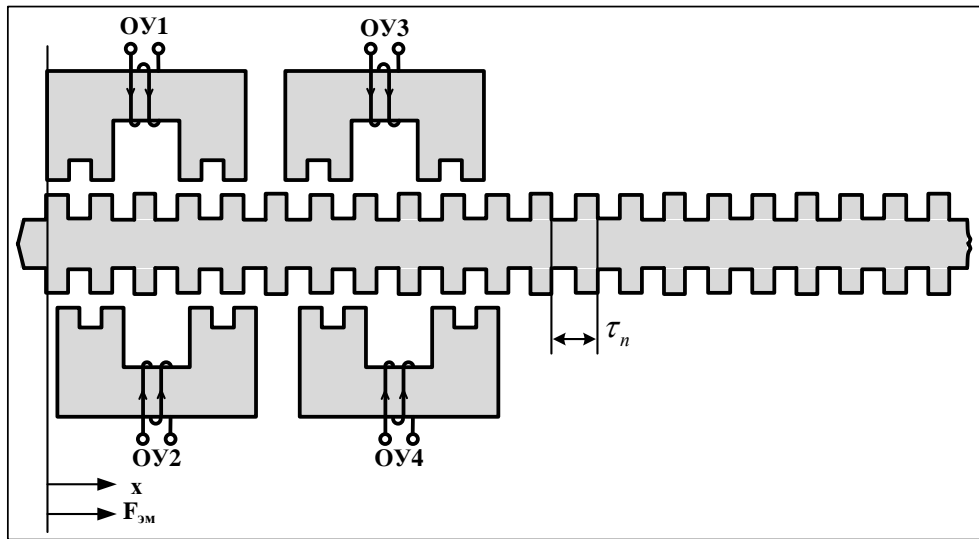


Рис. 1.9 Линейный индукторный двигатель с двусторонним расположением статорных обмоток

Рассмотрим пример. Одна из возможных конструкций линейного индукторного четырёхфазного шагового двигателя с зубчатым подвижным элементом представлена на рис. 1.9. В принципе индуктор может представлять собой «решетку» из ферромагнитного материала, в которой отдельные «зубцы» соединены между собой немагнитными шпильками. При этом подвижный элемент будет предельно легким, и машина будет иметь хорошие динамические показатели – отношение развиваемого усилия к массе подвижного элемента.

В отличие от двигателя, показанного на рис. 1.1, в такой конструкции часть магнитного потока, создаваемого фазой 1, замыкается через пакет фазы 2. Между фазами машины имеется магнитная связь, значит считать фазы изолированными в магнитном отношении не представляется возможным. Тем не менее, фазы 3 и 4 конструктивно отделены от фаз 1 и 2, поэтому машину можно представить в виде двух изолированных друг от друга двухфазных двигателей (1, 2) и (3, 4).

Двухобмоточный ЭМП, линейный в магнитном отношении, имеет следующие статические характеристики:

$$\begin{cases} \Psi_1 = L_{11}(x)i_1 + L_{12}(x)i_2; \\ \Psi_2 = L_{21}(x)i_1 + L_{22}(x)i_2, \end{cases} \quad (1.34)$$

причем

$$L_{12}(x) = L_{21}(x). \quad (1.35)$$

Определим коээнергию системы для этого случая:

$$W_{co} = \int_0^{\tilde{i}_1, \tilde{i}_2} [L_{11}(x)\tilde{i}_1 + L_{12}(x)\tilde{i}_2] d\tilde{i}_1 + [L_{21}(x)\tilde{i}_1 + L_{22}(x)\tilde{i}_2] d\tilde{i}_2. \quad (1.36)$$

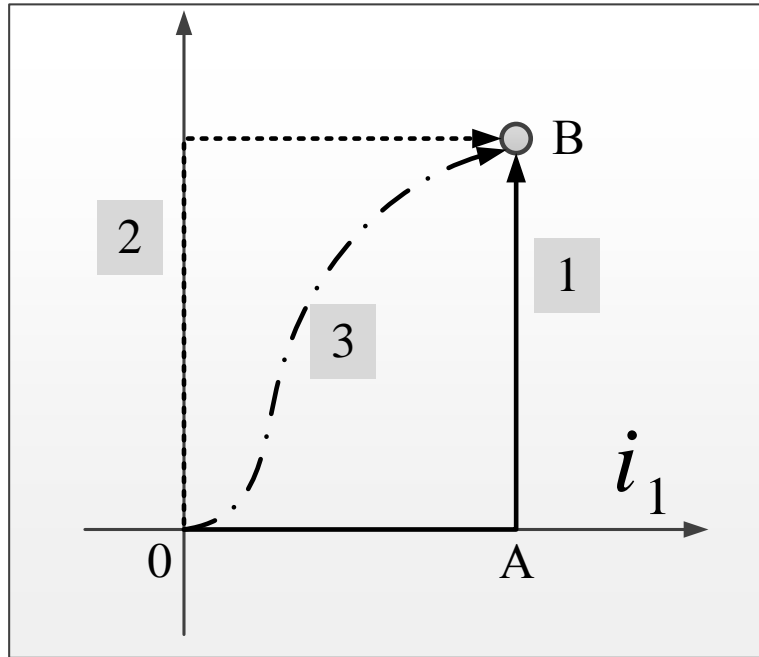


Рис. 1.10 Возможные пути интегрирования

На рис. 1.10 показаны возможные пути интегрирования. Первый и второй пути дают результат наиболее простым способом. Действительно, в первом случае интеграл разбивается на два.

На участке 0A  $i_2 = 0$  и  $di_2 = 0$ , а на участке AB  $i_1 = i_1$  и  $di_1 = 0$ , поэтому

$$\begin{aligned} W_{co} &= \int_0^{\tilde{i}_1} L_{11}(x)\tilde{i}_1 d\tilde{i}_1 + \int_0^{\tilde{i}_2} [L_{21}(x)i_1 + L_{22}(x)\tilde{i}_2] d\tilde{i}_2 = \\ &= \frac{1}{2}L_{11}(x)i_1^2 + L_{21}(x)i_1i_2 + \frac{1}{2}L_{22}(x)i_2^2. \end{aligned} \quad (1.37)$$

Вы можете выполнить аналогичный расчет для второго пути интегрирования и убедиться, что соотношение (1.37) не зависит от пути интегрирования при выполнении условия (1.31).

Задавая возможное перемещение по одной из механических координат, зафиксировав все остальные механические координаты, из закона сохранения энергии можно точно так же, как это было сделано для однообмоточного преобразователя, получить формулы для определения электромагнитного усилия или момента (для вращающегося ЭМП), действующего по соответствующей механической координате:

$$F_j = -\frac{\partial W_f(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, \dots, x_k)}{\partial x_j} = F_j(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, \dots, x_k); \quad (1.38)$$

$$F_j = + \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, \dots, x_k)}{\partial x_j} = F_j(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, \dots, x_k); \quad (1.39)$$

$$M_j = -p_n \frac{\partial W_f(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, x_1, \dots, x_k)}{\partial \theta_j} = M_j(\Psi_1, \Psi_2, \dots, \Psi_m, \theta_1, \dots, \theta_k); \quad (1.40)$$

$$M_j = +p_n \frac{\partial W_{co}(i_1, i_2, \dots, i_m, x_1, \dots, x_k)}{\partial \theta_j} = F_j(i_1, i_2, \dots, i_m, \theta_1, \dots, \theta_k), \quad (1.41)$$

где  $\theta = \theta_{\text{мех}} \cdot p_n$  – электрический угол;  $p_n$  – число пар полюсов, соответствующее для индукторных машин вращательного типа числу зубцов ротора  $z_r$ .

Усилие или момент по соответствующей механической координате определяются как частная производная от магнитной энергии по этой координате с противоположным знаком или как частная производная от коэнергии по этой координате.

Так, для рассматриваемого двухобмоточного преобразователя, воспользовавшись формулой (1.39) и соотношением (1.37), получим:

$$F = \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_{11}(x)}{dx} + i_1 i_2 \frac{dL_{12}(x)}{dx} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_{22}(x)}{dx} \quad (1.42)$$

Первая и последняя составляющие усилия возникают за счет модуляции поля в рабочем зазоре при перемещении подвижной части машины – это реактивные усилия, пропорциональные квадратам токов и глубине модуляции поля при перемещении индуктора. Вторая составляющая – активное усилие, возникающее всегда в направлении увеличения взаимной индуктивности двух контуров с токами, пропорциональное произведению токов в этих контурах.

### 1.6. Расчет усилия или момента для общего случая линейной в магнитном отношении машины с одной механической координатой

Для обычной  $m$ -обмоточной вращающейся электрической машины с одной степенью свободы, при отсутствии насыщения, для  $k$ -ой фазы справедливо соотношение:

$$\Psi_k = L_{k1}(\theta) i_1 + L_{k2}(\theta) i_2 + \dots + L_{km}(\theta) i_m = \sum_{j=1}^m L_{kj}(\theta) i_j \quad (1.43)$$

Так как машина линейная в магнитном отношении, то магнитная энергия равна коэнергии и равна половине полной энергии системы:

$$\begin{aligned}
 W_{co} &= \frac{1}{2} \Psi_1 i_1 + \frac{1}{2} \Psi_2 i_2 + \dots + \frac{1}{2} \Psi_m i_m = \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m \Psi_k i_k = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m i_k \left( \sum_{j=1}^m L_{kj}(\theta) i_j \right)
 \end{aligned}
 \tag{1.44}$$

Дифференцируя коэнергию по механической координате, получим выражение для определения момента, которое широко используется в курсах электрических машин и в теории электропривода [3, 4]:

$$M = \frac{p_n}{2} \sum_{k=1}^m i_k \sum_{j=1}^m i_j \frac{dL_{kj}(\theta)}{d\theta}
 \tag{1.45}$$

Полученные в этой главе формулы можно использовать для определения моментов и усилий любых шаговых (ШД) и вентильных (ВД) двигателей, в том числе и многокоординатных. Достоинством метода является возможность точного описания процессов в машинах с учетом насыщения, так как статические характеристики ЭМП могут быть экспериментально определены с любой степенью точности.

### 1.7. Обобщенная модель электромеханического преобразования энергии для целей компьютерного моделирования

В общем случае ШД или ВД могут иметь  $m$  фаз и некоторое количество постоянных магнитов, обеспечивающих возбуждение. Все постоянные магниты можно заменить одной обмоткой возбуждения, в которой протекает неизменный ток  $I_c' = F_c' / w$ . Здесь  $F_c'$  – коэрцитивная намагничивающая сила, а  $w$  – число витков фазы. Таким образом, всего имеем  $m+1$  электрический контур. Один из них получает питание от источника тока, остальные – от источников напряжения.

Для полного описания ЭМП необходимо составить  $m+1$  уравнение электрического равновесия и столько уравнений механического равновесия, сколько степеней свободы имеет электромеханический преобразователь. С учетом функциональной зависимости усилия или момента от обобщенных координат системы и нелинейных статических характеристик, связывающих между собой обобщенные координаты, ниже, в качестве примера, дана математическая модель ЭМП вращающегося типа с одной механической степенью свободы.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_j = R_j i_j + \frac{d\Psi_j}{dt}, \text{ где } j = 1 \dots m; \\ i_{m+1} = I'_c = \text{const}; \\ M = -p_n \frac{\partial W_f}{\partial \theta} = M(\Psi_1, \dots, \Psi_{m+1}, \theta), \text{ или} \\ M = +p_n \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = M(i_1, \dots, i_{m+1}, \theta); \\ i_j = i_j(\Psi_1, \dots, \Psi_{m+1}, \theta) \text{ где } j = 1 \dots m; \\ \Psi_{m+1} = \Psi_{m+1}(i_1, \dots, i_{m+1}, \theta); \\ M - M_c = J \frac{d^2 \theta_{\text{мех}}}{dt^2} = \frac{J}{p_n} \frac{d^2 \theta}{dt^2}. \end{array} \right. \quad (1.46)$$

Каждый электрический контур описывается обычным интегрирующим звеном, в обратной связи которого находится нелинейное звено.

Таким образом, теория электромеханического преобразования энергии дает возможность определить уравнение усилия или момента из статических характеристик преобразователя, которые могут быть получены либо экспериментально, либо путем расчета магнитной цепи машины. Для начального анализа принципа действия и особенностей управления любой электрической машиной, достаточно определить коэффициенты само- и взаимоиндукции из схемы замещения магнитной цепи машины, считая машину линейной в магнитном отношении. Далее, уже при более глубоком анализе, модель машины может быть уточнена с учетом реально существующих нелинейностей.

### Выводы по главе

1. Представлены основы электромеханического преобразования энергии, дающие возможность через статические характеристики ЭМП, полученные путем моделирования магнитных полей машины или экспериментальным способом, оценить зависимости магнитной энергии или коэнергии от обобщенных координат ЭМП и получить аналитические выражения для расчета усилия/момента двигателя.

2. Основные положения этой теории проиллюстрированы на примере одного из наиболее распространенных типов ШД/ВД – двигателей с переменным магнитным сопротивлением.

3. В настоящее время теория электромеханического преобразования энергии получила дальнейшее развитие, в том числе в целях сравнения эффективности двигателей разного типа. Эти новые возможности будут представлены читателю в соответствующей главе книги.

### **Контрольные вопросы**

1. Какой тип момента (активный или реактивный) является основным в классических коллекторных двигателях постоянного тока, асинхронных, синхронных с постоянными магнитами, синхронных реактивных?

2. Можно ли назвать момент, возникающий в синхронных машинах за счет взаимодействия постоянных магнитов ротора с ферромагнитной зубчатой структурой статора (используемой для размещения обмотки статора), реактивным?

3. Является ли этот момент «паразитным», вызывающим нежелательные пульсации скорости?

4. Можно ли уменьшить этот момент за счет так называемого «скоса пазов»?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)



## 2. ТИПЫ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

|  |    |
|--|----|
| 2.1. Основные критерии классификации конструкций ШД/ВД .....   | 34 |
| 2.2. Особенности отечественной и зарубежной терминологии .....   | 38 |
| 2.3. ШД/ВД с переменным магнитным сопротивлением .....   | 40 |
| 2.3.1. Двигатели вращательного типа .....  | 40 |
| 2.3.2. Двигатели линейного типа .....  | 42 |
| 2.3.3. Способы уменьшения конструктивного шага.....  | 43 |
| 2.3.4. Двигатели с симметричной магнитной системой .....   | 43 |
| 2.3.5. Индукторные двигатели с малым конструктивным шагом.....   | 44 |
| 2.3.6. Вентильные двигатели с переключаемым магнитным<br>сопротивлением (SRM) – вентильно-индукторные (ВИД)..... | 46 |
| 2.4. ШД/ВД на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами на<br>роторе .....                              | 47 |
| 2.5. ШД/ВД на базе синхронных реактивных машин .....   | 49 |
| 2.6. Индукторные двигатели с магнитоэлектрическим или<br>электромагнитным возбуждением.....                      | 50 |
| 2.7. Двухпакетные индукторные двигатели с возбуждением от постоянных<br>магнитов .....                           | 53 |

В этой главе на основе физических представлений и материалов главы 1 дается краткий обзор типов исполнительных двигателей, которые могут работать в качестве шаговых и вентильных двигателей. Некоторые перспективные конструкции ШД/ВД рассматриваются более подробно в специальных главах книги. Сложность для читателя состоит в том, что принятые в отечественной литературе термины не всегда совпадают с зарубежными. Мы будем придерживаться в книге терминологии, предложенной основателями отечественной школы дискретного электропривода [1], считая ее наиболее соответствующей физическим принципам работы электрических машин данного типа с учетом особенностей управления.

Под вентильным электроприводом будем понимать электропривод с датчиком положения ротора/подвижного элемента линейного двигателя, работающий в режиме автокоммутации фаз или управления вектором напряжения/тока статора в функции текущего положения ротора. Вентильный двигатель отличается от шагового наличием датчика положения, а также структурой системы управления.

Если материал этой главы покажется сложным, просмотрите его бегло, вернувшись к нему после изучения нескольких последующих глав.

## **2.1. Основные критерии классификации конструкций ШД/ВД**

Конструкции ШД/ВД отличаются большим многообразием. Не претендуя на полноту, выделим основные *критерии*, по которым классифицируются эти двигатели:

### **1. По типу движения ротора или подвижного элемента:**

1.1. Однокоординатные:

1.1.1. Вращательного типа ( $\varphi$ );

1.1.2. Линейные ( $X$ );

1.2. Многокоординатные:

1.2.1. Планарные ( $X, Y$ );

1.2.2. С линейным и вращательным движением ( $Z, \varphi$ );

1.2.3. Трёхкоординатные ( $X, Y, Z$ );

1.2.4. Четырёхкоординатные ( $X, Y, Z, \varphi$ );

### **2. По наличию отдельного контура возбуждения:**

2.1. Отдельного контура нет – двигатель с самовозбуждением;

2.2. С независимым электромагнитным возбуждением;

2.3. С возбуждением постоянными магнитами – магнитоэлектрические;

### **3. По типу обмотки статора:**

3.1. Распределенная, уложенная в пазы ферромагнитного железа статора;

3.2. Распределенная «безжелезная», расположенная в воздушном зазоре статора;

3.3. Сосредоточенная катушечная, расположенная на кернах железа статора;

3.4. Сосредоточенная катушечная «безжелезная»;

### **4. По величине шага обмотки статора:**

4.1. С диаметральной шаг (шагом полюсного деления);

4.2. С укороченным шагом;

**5. По типу основного момента/усилия:**

- 5.1. Активные;
- 5.2. Реактивные;
- 5.3. Активно-реактивные;

**6. По числу фаз:**

- 6.1. Двухфазные;
- 6.2. Трёхфазные;
- 6.3. Многофазные (4, 5, ...);

**7. По числу пакетов статора:**

- 7.1. Однопакетные;
- 7.2. Двухпакетные;
- 7.3. Многопакетные;

**8. По числу двух- или трёхфазных секций обмотки статора с возможностью независимого управления каждой секцией:**

- 8.1. Односекционные;
- 8.2. Многосекционные (2, 3, ...);

**9. По типу встроенного датчика положения:**

- 9.1. Без датчика;
- 9.2. С датчиком положения на элементах Холла;
- 9.3. С импульсным датчиком положения;
- 9.4. С датчиком абсолютного положения (кодовым);
- 9.5. С синусно-косинусным датчиком на базе вращающегося трансформатора;

**10. По типу встроенного/пристроенного кинематического преобразователя:**

- 10.1. Без преобразователя;
- 10.2. С редуктором:
  - 10.2.1. С цилиндрической передачей;
  - 10.2.2. С планетарной передачей;
  - 10.2.3. С червячной передачей;
- 10.3. Со встроенным преобразователем вращательного движения в поступательное – двигатель-актуатор:
  - 10.3.1. С винтом-гайкой;
  - 10.3.2. С шариковой винтовой парой (ШВП).

## Комментарии:

1. Принцип действия *двигателей линейного типа* подобен принципу действия двигателей вращательного типа. Конструкция линейного ШД/ВД в первом приближении может быть получена разверткой двигателя вращательного типа. Особенности прямого линейного привода с линейными двигателями рассматриваются во второй части книги.
2. *Двигатели с переменным магнитным сопротивлением (ДПМС)* характеризуются двойной зубчатостью воздушного зазора и имеют несколько независимых в магнитном отношении обмоток статора и общий ферромагнитный зубчатый ротор (*индуктор*), модулирующий магнитное поле, создаваемое фазами статора (глава 1). Для двигателей этого типа используется термин – *индукторные*. Управление – исключительно *униполярное*. Реверс тока в фазе не дает эффекта.
3. Различают индукторные двигатели без дополнительного контура возбуждения – *с самовозбуждением*, а также индукторные *с независимым электромагнитным или магнитоэлектрическим возбуждением*.
4. *Беспазовые («безжелезные»)* обмотки статора позволяют полностью исключить реактивную составляющую момента, возникающую при взаимодействии магнитов ротора в магнитоэлектрических ШД/ВД с зубчатой структурой статора (так называемый фиксирующий момент), устранить или существенно уменьшить пульсации скорости в прецизионных приводах. Эффект достигается, впрочем, за счет уменьшения номинального момента двигателя при тех же габаритах. *Сосредоточенные катушечные обмотки* упрощают конструкцию машины и применяются при малых и средних мощностях (до нескольких кВт). При больших мощностях преимущество имеют распределенные обмотки.
5. *Укороченный шаг обмотки* статора применяется для улучшения гармонического состава в кривой намагничивающей силы обмотки статора – повышения синусоидальности.
6. *Активный момент* (см. главу 1) возникает при взаимодействии двух обмоток (статора и ротора) или магнита ротора с обмоткой статора в направлении увеличения общего поля связи: увеличения взаимной индуктивности. *Реактивный момент* возникает при взаимодействии обмотки или магнита с ферромагнитной зубчатой поверхностью в направлении увеличения магнитного потока (индуктивности обмотки) и уменьшения магнитного сопротивления. В соответствии с

преобладающим моментом двигатели делятся на *активные* и *реактивные*. Часто присутствуют обе составляющие, одна из которых может быть как полезной, так и паразитной.

7. Большинство маломощных ШД/ВД – *двухфазные*, средней и большой мощности – *трёхфазные*. Раньше ШД с большим числом фаз ( $\geq 4$ ) использовались, главным образом, для уменьшения величины конструктивного шага и повышения плавности движения. Сегодня эта проблема решается другим способом – использованием технологии микрошагового управления двух- или трёхфазными ШД.
8. К *многopakетным двигателям* относятся двигатели с переменным магнитным сопротивлением, в которых каждая фаза размещается в отдельном пакете, что позволяет полностью исключить магнитные связи между фазами. Ротор общий, взаимодействующий со всеми фазами.
9. Особый класс двигателей, получивших по зарубежной классификации название *гибридных*, имеет два пакета на статоре и контур возбуждения в виде постоянного магнита между ними (либо на статоре, либо на роторе). По отечественной классификации это *индукторные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением*.
10. Вентильные двигатели большой мощности (до 1,6 МВт) могут иметь несколько *однотипных двух- или трёхфазных секций* статора, допускающих индивидуальное управление от собственных силовых преобразователей. Это делается для повышения надежности особенно ответственных приводов, когда отказ одной из секций не приводит к отказу всего привода.
11. Шаговые двигатели могут быть снабжены датчиком положения с целью *контроля выпадения двигателя из синхронизма в разомкнутых структурах управления*. Для вентильных двигателей датчик положения – обязательный элемент, обеспечивающий управление положением вектора напряжения/тока статора в функции положения ротора на каждом полюсном делении машины.
12. Для повышения рабочего момента и уменьшения дискретности перемещения ротора ШД/ВД могут конструктивно интегрироваться с редукторами любых типов. При встраивании в двигатель ШВП получают механизмы точного поступательного перемещения рабочего органа – актуаторы.

## 2.2. Особенности отечественной и зарубежной терминологии

Приведем список терминов, используемых при обозначении типа шаговых и вентильных двигателей в зарубежной и отечественной технической литературе – табл. 2.1:

Таблица 2.1 Сравнение терминологий

| Зарубежный термин               | Отечественный термин   | Основные особенности   |
|---------------------------------|--|--|
| Servo Motor                     | Серводвигатель   | Двигатель любого типа, предназначенный для точного регулирования координат: момента, скорости, положения   |
| Stepper Motor                   | Шаговый двигатель (ШД)   | Любой шаговый двигатель  |
| Permanent magnet Motor (PMM)    | Двигатель с постоянными магнитами на роторе – магнитоэлектрический двигатель (МЭД) | Цилиндрический ротор с поверхностно расположенными или инкорпорированными в железо ротора постоянными магнитами                                    |
| Reactive Motor                  | Реактивный двигатель   | С пассивным ферро-магнитным ротором, имеющим разную проводимость по ортогональным осям   |
| Variable reluctance Motor (VRM) | Двигатель с переменным магнитным сопротивлением (ДПМС) – индукторный               | С двусторонней зубчатостью воздушного зазора   |
| Hybrid Motor                    | Гибридный двигатель – индукторный двухпакетный с магнитоэлектрическим возбуждением | Индукторный двигатель (ДПМС) двухпакетный, имеющий контур возбуждения с постоянным магнитом на роторе или статоре                                  |
| Brushless DC Motor (BLDC)       | Бесколлекторный двигатель постоянного тока (БДПТ)                                  | Вентильный двигатель с автокоммутаций фаз по датчику положения ротора и поддержанием фазных токов на интервале коммутации                          |
| Brushless AC Motor (BLAC)       | Бесколлекторный двигатель переменного тока   | Вентильный двигатель с управлением вектором напряжения/тока статора по датчику положения ротора (векторное синусоидальное управление)              |
| Switched Reluctance Motor (SRM) | Двигатель с переключаемым магнитным сопротивлением – вентильно-индукторный (ВИД)   | Вентильный двигатель типа ДПМС (индукторный) с автокоммутацией фаз по датчику положения ротора (поддержанием фазных токов на интервале коммутации) |
| Ironless Motor (IM)             | Безжелезный двигатель  | Обмотка статора полностью расположена в воздушном зазоре   |

Напомним, что между обычными двигателями и серводвигателями различия чисто условные. *Серводвигатели* предназначены, в первую очередь, для высокочастотных применений, в которых максимальный ток и максимальный момент в кратковременном режиме работы может в несколько раз (до 3–5) превышать номинальный ток/момент в длительном режиме работы, а момент инерции ротора существенно меньше момента инерции ротора в обычных машинах. Это позволяет получить высокие значения удельных моментов и предельных ускорений. Кроме того, шаговые и вентильные серводвигатели проектируются так, что могут без перегрева выдерживать номинальные токи/моменты в заторможенном состоянии. Серводвигатели имеют также более прочную конструкцию корпуса и типовое (обычно фланцевое) подключение к нагрузке, унифицированное для станочных и робототехнических применений.

Как видите, в основном терминология совпадает. Отличие касается индукторных машин. Основатели отечественной теории дискретного электропривода выделяют следующие типы таких машин, имеющих двустороннюю зубчатость воздушного зазора:

1. *Индукторные с самовозбуждением.* Отдельного контура возбуждения нет. Его функцию выполняет постоянная составляющая фазных токов. Обязательно требуют униполярного питания. При разнополярном питании, например, от классических преобразователей частоты, не работают. Это классические двигатели с переменным магнитным сопротивлением.
2. *Индукторные с независимым электромагнитным возбуждением.* На каждом из кернов статора, на котором имеется сосредоточенная обмотка фазы, дополнительно устанавливается катушка обмотки возбуждения. Намагничивающие силы (НС) фазной катушки и катушки возбуждения примерно одинаковы, что позволяет перейти от однополярного питания фаз к разнополярному. В фазах, которые должны «работать», создавая момент, НС фаз и обмотки возбуждения складываются, а в фазах, которые не должны работать – вычитаются. Создается эффект включения одних фаз при положительном направлении тока и других – при отрицательном. В качестве «бонуса» появляется возможность управления током возбуждения, в том числе, для получения повышенных скоростей (режим ослабления поля).
3. *Индукторные с магнитоэлектрическим возбуждением однопакетные.* Катушки возбуждения заменяются постоянным магнитом/магнитами, который/ые встраиваются в пакет статора. Питание фаз разнополярное.

4. *Индукторные с магнитоэлектрическим возбуждением двухпакетные (гибридные)*. Магнит контура возбуждения устанавливается либо в разрез между двумя пакетами ферромагнитного зубчатого ротора, либо между двумя пакетами железа статора. Питание фаз разнополярное. Сочетают в себе достоинства индукторных (малый шаг) и магнитоэлектрических машин (хорошая энергетика и удельные показатели).

### 2.3. ШД/ВД с переменным магнитным сопротивлением

#### 2.3.1. Двигатели вращательного типа

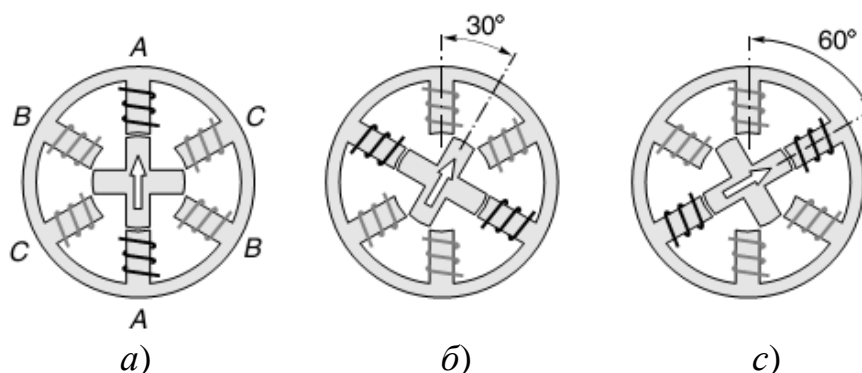


Рис. 2.1 Простейший ШД/ВД с переменным магнитным сопротивлением  $z_s/z_r = 6/4$

Конструкция одного из простейших трёхфазных двигателей с *переменным магнитным сопротивлением* показана на рис. 2.1. Статорная часть состоит из 6 кернов (зубцов), на каждом из которых расположены фазные катушки сосредоточенной обмотки статора. Машина трёхфазная и обмотка каждой из фаз *A, B, C* имеет по две катушки, создающие при включении общее диагональное направление намагничивающей силы: одной катушки – в направлении воздушного зазора, другой – в противоположную сторону ярма статора. Фаза при включении создает магнитный поток диагонального направления, замыкающийся по ярму статора.

Ротор – пассивный, ферромагнитный с четырьмя зубцами  $z_r = 4$ . Расстоянию зуб-паз по ротору соответствует одно полюсное деление машины – 360 эл. град (см. главу 1). Общее число полюсных делений равно числу зубцов ротора, т.е.  $p_n = z_r = 4$ .

Железо пакетов статора и ротора шихтованное для уменьшения потерь на перемагничивание.

Машину можно рассматривать как совокупность трех электромагнитов, создающих при переключении фаз магнитное поле, поворачивающееся каждый раз на 60 мех. град. с учетом расположения катушек фаз по расточке статора *A, B, C, A', B', C'* (с таким же сдвигом на 60 мех. град.).



При включении фазы А ротор переместится в положение, при котором магнитное сопротивление будет минимально возможным, а магнитный поток – максимально возможным: в соосное положение зубцов статора и ротора (рис. 2.1, а). При этом зубец статора фазы В займет положение +120 эл. град. относительно зубца ротора. При выключении фазы А и включении фазы В создаются условия для перемещения ротора в направлении оси фазы В по часовой стрелке на +120 эл. град.: на один электрический шаг, величина которого определяется числом фаз машины  $m$ :

$$\alpha_{\text{эл}} = \frac{2\pi}{m} \quad (2.1)$$

Так как машина имеет четыре пары полюсов, то механический шаг ротора будет в 4 раза меньше:

$$\alpha_{\text{мех}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}}{p_{\text{п}}} = \frac{2\pi/m}{z_r} = \frac{120}{4} = 30 \text{ [мех. гр.]} \quad (2.2)$$

Новое положение ротора показано на рис. 2.1, б. Обратите внимание, что теперь зубец статора фазы С будет опережать зубец ротора вновь на 120 эл. град. При включении фазы С ротор сделает еще один шаг и переместится в положение, показанное на рис. 2.1, с.

Таким образом, при переключении фаз (коммутации) сопротивление магнитной цепи увеличивается, и ротор делает очередной шаг, стремясь в положение минимального магнитного сопротивления. Отсюда название таких ШД – ШД с переменным магнитным сопротивлением.

Отметим, что двигатели этого типа создают электромагнитный момент, не зависящий от знака тока, и требуют управления от однополярных инверторов. Двигатели реверсивные: направление движения меняется на обратное при изменении порядка коммутации фаз А, С, В, А, ...

### 2.3.2. Двигатели линейного типа

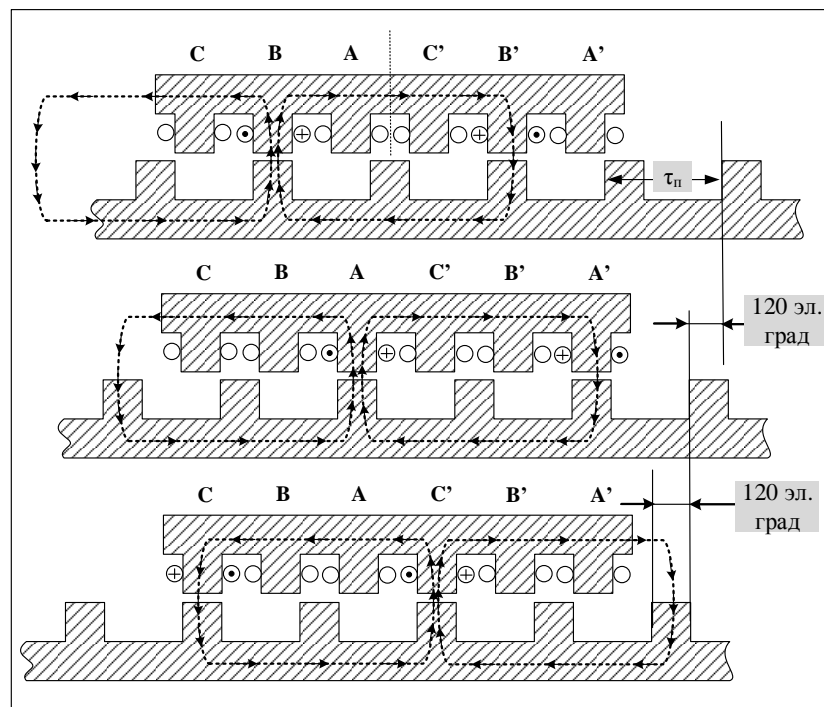


Рис. 2.2 Двигатель в линейном исполнении

Конструкцию линейного двигателя получим на основе развертки конструкции его вращающегося прототипа. Для двигателя с переменным магнитным сопротивлением (рис. 2.1) получим конструкцию, показанную на рис. 2.2. При этом за счет внешних устройств (линейных подшипников, аэростатических опор или просто направляющих скольжения) должна быть обеспечена стабильность воздушного зазора между активной частью машины с обмотками (якорем) и пассивной частью (индуктором). Возможны два варианта: а) перемещается пассивный индуктор; б) перемещается активный якорь. В первом случае ход машины ограничен, а во втором требуется гибкий подвод питания от силового преобразователя к якорю.

На рис. 2.2, для примера, показан первый вариант. При поочередном включении фаз индуктор будет перемещаться на один конструктивный шаг, величина которого равна одной третьей части полюсного деления:

$$\Delta x = \frac{\tau_{п}}{m} = \frac{\tau_{п}}{3} \quad (2.3)$$

### 2.3.3. Способы уменьшения конструктивного шага

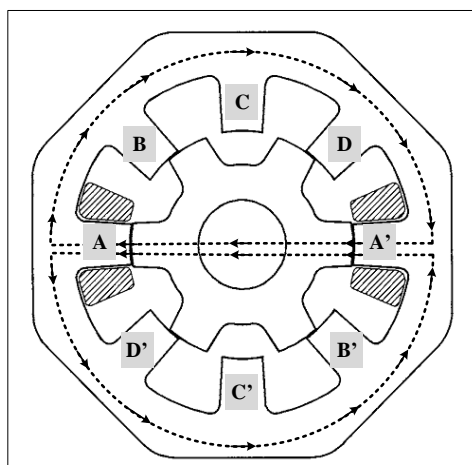


Рис. 2.3 Четырехфазный ШД с переменным магнитным сопротивлением

Один из способов уменьшения конструктивного шага машин с переменным магнитным сопротивлением – увеличение числа фаз. На рис. 2.3 представлена конструкция четырехфазного двигателя вращательного типа с  $z_s = 8$  и  $z_r = 6$ . Электрический шаг равен  $360/4 = 90$  эл. град., а механический в число пар полюсов меньше  $90/6 = 15$  мех. град. Принцип действия двигателя аналогичен уже описанному выше.

### 2.3.4. Двигатели с симметричной магнитной системой

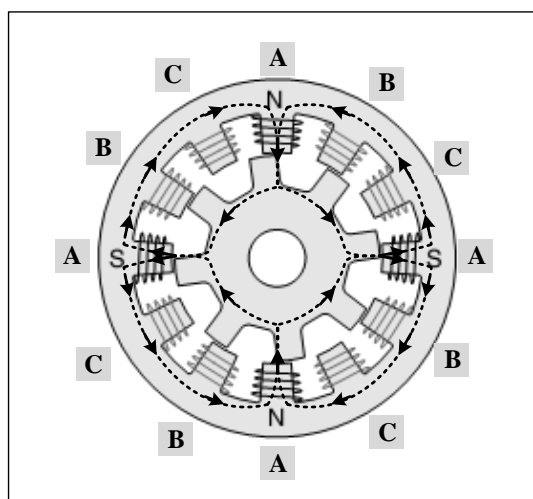


Рис. 2.4 Трехфазный ШД/ВД с  $z_r = 8$

Один из серьезных недостатков ШД/ВД с переменным магнитным сопротивлением – силовые воздействия, которые могут оказываться на статор при переключении фаз, т.е. статор как бы «плющит» на частоте коммутации. Это вызывает шумы и вибрации, с которыми можно бороться за счет увеличения симметрии магнитной системы. Простейший вариант

трехфазного ШД/ВД с  $Z_s = 12$ ,  $Z_r = 8$  с симметричной магнитной системой представлен на рис. 2.4.

Обмотка статора состоит из 12 сосредоточенных катушек, охватывающих керны статора (по 4 катушки на каждую фазу). Направление НС, создаваемых катушками каждой фазы, чередуется: при включении фазы создаются контуры кольцевых магнитных полей, более равномерно располагающихся по расточке двигателя (сравните с рис. 2.3). Они замыкаются как по ярму «железа» статора, так и по ярму «железа» ротора. Силы так называемого «одноосного» притяжения статора к ротору распределяются более равномерно, что способствует уменьшению вибраций и шумов.

Принцип действия остается прежним: зубцы ротора стремятся занять положение, соосное с зубцами статора, в котором сопротивление магнитной цепи будет минимальным. Ротор на рис. 2.4 повернется в направлении вращения часовой стрелки.

При дальнейшей коммутации фаз  $B$ ,  $C$ ,  $A$ , ... ротор продолжит «шагать». Как и в предыдущей конструкции, питание фаз униполярное (смена направления тока в фазе не дает эффекта – ротор остается в прежнем положении). Керны статора, несущие катушки фаз, сдвинуты друг относительно друга на 120 эл. град., если расстояние «зуб-паз» по ротору считать полюсным делением машины (одной парой полюсов). Таким образом, конструктивный шаг по сравнению с предыдущей конструкцией уменьшается вдвое:

$$\alpha_{\text{мех}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}}{p_n} = \frac{2\pi/m}{z_r} = \frac{120}{8} = 15 \text{ [мех. гр.]} \quad (2.4)$$

Это одно из направлений уменьшения шага и получения более тихоходных машин с большим значением электромагнитного момента.

### *2.3.5. Индукторные двигатели с малым конструктивным шагом*

Основное преимущество индукторных двигателей – возможность размещения на кернах статора, охваченных фазными катушками, любого числа *зубцовых зон* с таким же полюсным делением, как на роторе. Пример конструкции однопакетного четырёхфазного ШД индукторного типа представлен на рис. 2.5.

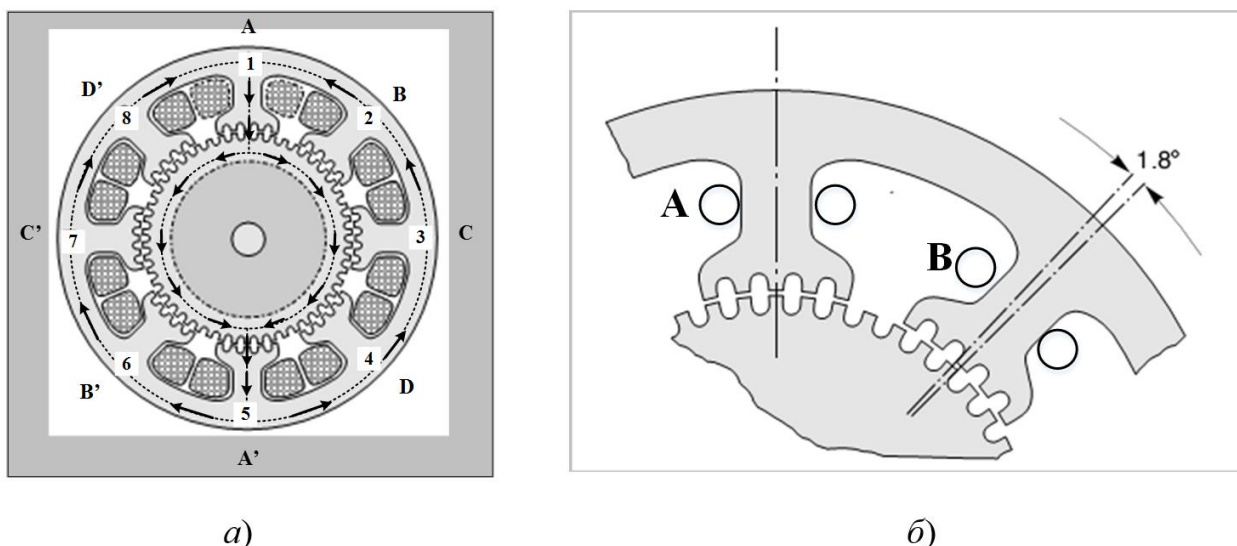


Рис. 2.5 Индукторный двигатель с малым шагом: а) конструкция; б) механический шаг

Каждый kern статора с его гребенчатой зубцовой зоной будет смещен относительно соседнего kern на электрический угол, равный электрическому шагу, отсчитываемому по полюсному делению ротора:

$$\alpha_{\text{эл}} = \frac{2\pi}{m} = \frac{\pi}{2} = 90 \text{ эл. град.} \quad (2.5)$$

С учетом числа зубцов ротора  $z_r = 50$ , эквивалентного числу полюсных делений машины, величина механического шага окажется равной:

$$\alpha_{\text{мех}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}}{z_r} = \frac{90}{50} = 1,8^\circ \quad (2.6)$$

Таким образом, механическое перемещение ротора как бы редуцируется, а электромагнитный момент возрастает. Основное применение таких машин – тихоходные моментные двигатели (ШД и ВД).

Так как двигатели этого типа относятся к двигателям с переменным магнитным сопротивлением, они могут работать только при числе фаз  $\geq 3$  и однополярном питании. На рис. 2.5а показаны силовые линии магнитного поля при включении фазы А.

Обратите внимание, что под одним kernом статора с учетом того, что по его краям находятся два зуба, расположены не 5 ( $z_s = 5$ ), а 4,5 полюсных деления ротора. Величина смещения kernов статора в числе полюсных делений равна 1,75. Таким образом, общее число зубцов полюсных делений ротора должно быть равно  $z_r = (4,5 + 1,75) \cdot 8 = 6,25 \cdot 8 = 50$ , что соответствует рис. 2.5.

Еще раз отметим, что в отечественной литературе такие двигатели относятся к классу индукторных с самовозбуждением за счет постоянной

составляющей токов статора. Они не работают при питании чисто переменным током.

### 2.3.6. Вентильные двигатели с переключаемым магнитным сопротивлением (SRM) – вентильно-индукторные (ВИД)

Все двигатели с переменным магнитным сопротивлением могут работать также в режиме *вентильного двигателя с автокоммутацией фаз*. Для этого необходимо встроить в двигатель датчик положения ротора и выполнять переключения фаз в момент достижения ротором очередного заданного положения или с некоторым опережением по времени (опережающая коммутация). В западной литературе такие двигатели получили название двигателей с *переключаемым магнитным сопротивлением Switched Reluctance Motor (SRM)*, а в отечественной – *Вентильно-индукторных (ВИД)*. Оба названия отражают суть дела: фазы автоматически переключаются по датчику положения; переключения соответствуют принципу работы любого вентильного двигателя, в том числе на базе машины индукторного типа.

В последние 20–30 лет это направление электропривода активно развивалось во многих странах, в том числе и в России. Разработчиков привлекала предельная простота конструкции машины, в которой не применяются дорогостоящие постоянные магниты, ее надежность. Однако, несмотря на постоянное совершенствование алгоритмов управления и использование самой современной силовой и управляющей электроники, пока не удалось создать промышленные серий таких машин, которые могли бы конкурировать с традиционными синхронными двигателями с постоянными магнитами по энергетическим показателям и качеству движения [5, 6].

Основной проблемой в таких машинах остается проблема значительных пульсаций электромагнитного момента из-за сложности реализации синусоидального управления, близкого к векторному, а также проблема завышенной габаритной мощности силового преобразователя, что непосредственно связано с униполярным питанием: тот же электромагнитный момент в двигателях с биполярным питанием может быть получен при вдвое меньшем значении фазного тока, а значит при вдвое меньших габаритах силового преобразователя. Тем не менее, вентильно-индукторные двигатели (ВИД) находят все большее применение в приводах общепромышленного назначения: насосов, вентиляторов, бытовой техники.

Использование таких машин в качестве серводвигателей пока ограничено. Поэтому, в настоящей книге они не будут рассматриваться более подробно.

Отличие вентильных двигателей с переключаемым магнитным сопротивлением от шаговых двигателей с переменным магнитным сопротивлением чисто условное. В первом случае двигатель работает в качестве вентильного с автокоммутацией фаз по датчику положения. Во втором обычно используется разомкнутый привод (без датчика положения), хотя возможность перевода ШД в режим вентильного двигателя всегда остается. Таким образом, основные отличия – в особенностях проектирования, структурах систем управления и алгоритмах.

#### 2.4. ШД/ВД на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами на роторе

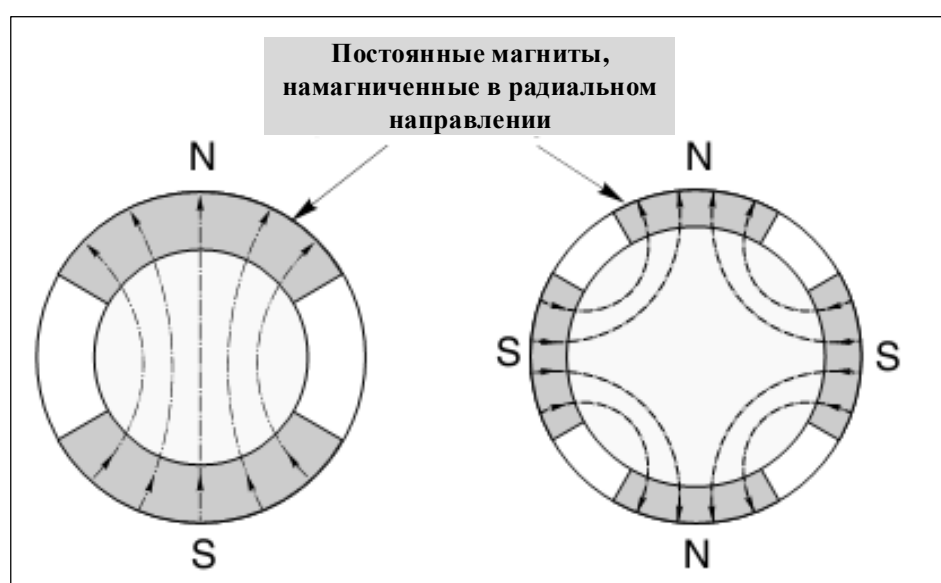


Рис. 2.6 Ротор ШД/ВД с постоянными, поверхностно расположенными магнитами с одной и двумя парами полюсов

Классическим решением для создания шаговых и вентильных двигателей и одним из самых лучших по удельным и энергетическим показателям являются *синхронные двигатели с постоянными магнитами на роторе*. Их конструкции подробно описаны в технической литературе, например, в [1]. Различают двигатели с распределенной и сосредоточенной катушечной обмоткой статора, с поверхностным расположением магнитов на поверхности ротора (рис. 2.6) или с инкорпорированными в железо ротора магнитами. *Магнитоэлектрические двигатели* могут иметь разное число пар полюсов: от двух и более. Так как полюсное деление, образованное северным и южным полюсами магнитов, не может быть слишком маленьким, такие

двигатели имеют достаточно большой конструктивный шаг (например,  $22,5^\circ$ ) и работают при высоких скоростях вращения (до нескольких тысяч об/мин).

Принцип образования электромагнитного момента основан на взаимодействии магнита ротора, выполняющего функцию возбуждения, со статорной обмоткой. Это активный момент, всегда направленный на увеличение взаимной индуктивности обмотки статора с эквивалентным контуром возбуждения на роторе, пропорциональный амплитудам токов этих контуров и синусу угла между ними: векторному произведению суммарного тока статора на эквивалентный ток ротора:

$$M_{\text{ЭМ}} = k \cdot I_{ms} \cdot I_{mr} \cdot \sin\varphi. \quad (2.7)$$

ШД этого типа могут иметь любое число фаз, начиная с двух, питание биполярное. Исключением является четырёхфазный ШД, имеющий две пары фаз с бифилярной намоткой ( $A, C$  и  $B, D$ ), работающих при униполярном питании и создающих при включении намагничивающие силы во взаимно противоположных направлениях (рис. 2.7).

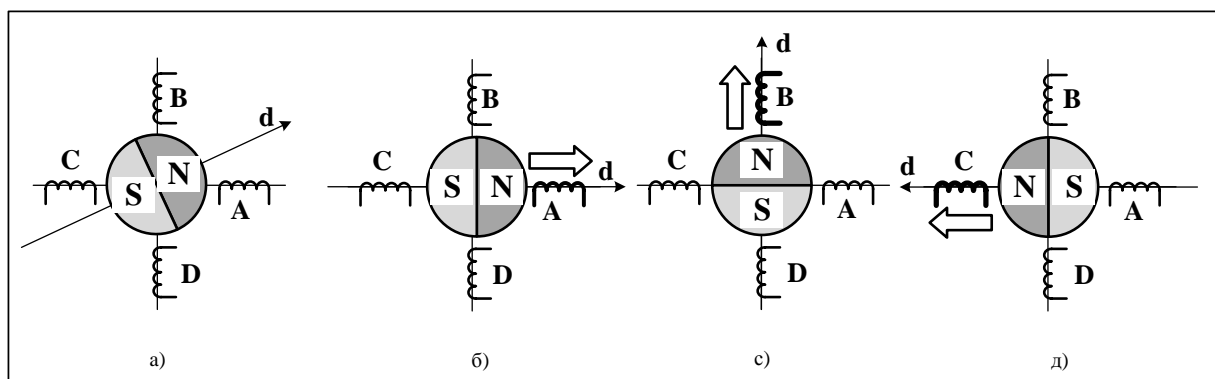


Рис. 2.7 Работа синхронной машины с постоянными магнитами на роторе в режиме шагового двигателя

Начальное положение ротора показано на рис. 2.7а. При включении фазы  $A$  ротор ориентируется в направлении оси этой фазы (рис. 2.7б), при включении следующих фаз – в направлении их осей:  $B, C, D$ . Униполярная коммутация  $A, B, C, D, \dots$  четырёхфазной машины полностью эквивалентна биполярной коммутации двухфазной машины  $+A, +B, -A, -B, \dots$

Величина конструктивного шага (при однополярной коммутации) определяется числом фаз  $m$  и полюсных делений  $p_{\text{п}}$ :

$$\alpha_{\text{мех}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}}{p_{\text{п}}} = \frac{2\pi/m}{p_{\text{п}}} \quad (2.8)$$

При разнополярной коммутации соотношение (2.8) приобретает вид:



$$\alpha_{\text{мех}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}}{p_{\text{п}}} = \frac{2\pi/n_{\text{эл}}}{p_{\text{п}}}, \quad (2.9)$$

где:  $n_{\text{эл}}$  – число тактов, соответствующее алгоритму коммутации (см. ниже в главе 3).

Чаще всего ШД/ВД относятся к типу магнитоэлектрических двигателей, которые выпускаются большинством мировых производителей.

## 2.5. ШД/ВД на базе синхронных реактивных машин

*Синхронные реактивные двигатели* (synchronous reluctance motor) работают по тем же принципам, что и вентильные двигатели с переключаемым магнитным сопротивлением (switched reluctance motor) – пассивный ротор перемещается в положение, в котором индуктивность обмотки статора максимальна. Отличие в том, что в первом случае обмотка статора питается переменным током, и можно говорить о том, что ротор отслеживает как бы «непрерывно вращающуюся результирующую обмотку статора», а во втором случае – дискретно перемещающуюся в пространстве обмотку. Обмотка статора синхронных реактивных машин – распределенная, а пассивный ротор имеет разные магнитные проводимости по продольной  $d$  и поперечной  $q$  осям (рис. 2.8)

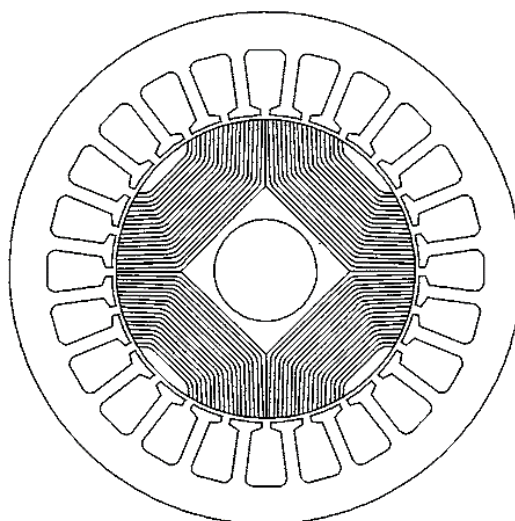


Рис. 2.8 Конструкция синхронного реактивного двигателя

Поэтому любая синхронная реактивная машина также может работать в режиме ШД, а при наличии датчика положения, как вентильный двигатель.

Энергетические показатели таких машин (КПД, коэффициент мощности) в общем случае уступают показателям двигателей с постоянными магнитами. Кроме того, конструкция пассивного ротора достаточно сложна в изготовлении.

## 2.6. Индукторные двигатели с магнитоэлектрическим или электромагнитным возбуждением

Проблема униполярного питания, приводящая к завышенным требованиям к силовому преобразователю по току и увеличению его габаритной мощности в структурах управления шаговыми двигателями с переменным магнитным сопротивлением и вентильно-индукторными двигателями (ВИД), заставила разработчиков искать варианты конструкций, в которых питание основной статорной обмотки могло бы быть не униполярным, а *биполярным*. Идея в том, чтобы наложить друг на друга два поля: поле возбуждения, создаваемое постоянным током (электромагнитное возбуждение) или постоянными магнитами (магнитоэлектрическое возбуждение), и поле статорной обмотки, создаваемое переменными токами – табл. 2.2.

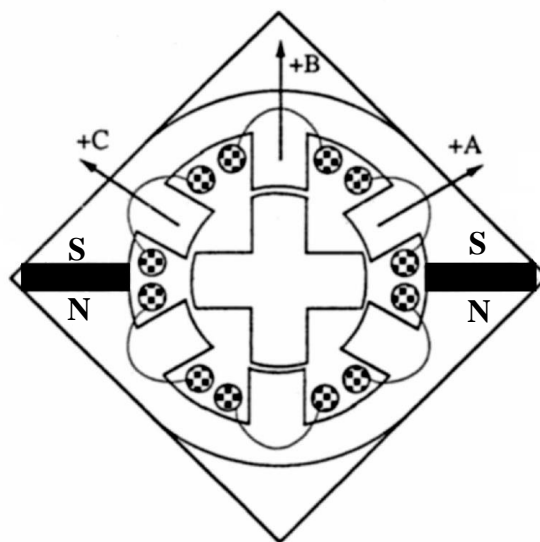
Таблица 2.2 Наложение полей возбуждения и статора

| НС возбуждения | НС фазы | Суммарная НС |
|----------------|---------|--------------|
| +0,5           | +0,5    | 1,0          |
| +0,5           | -0,5    | 0            |

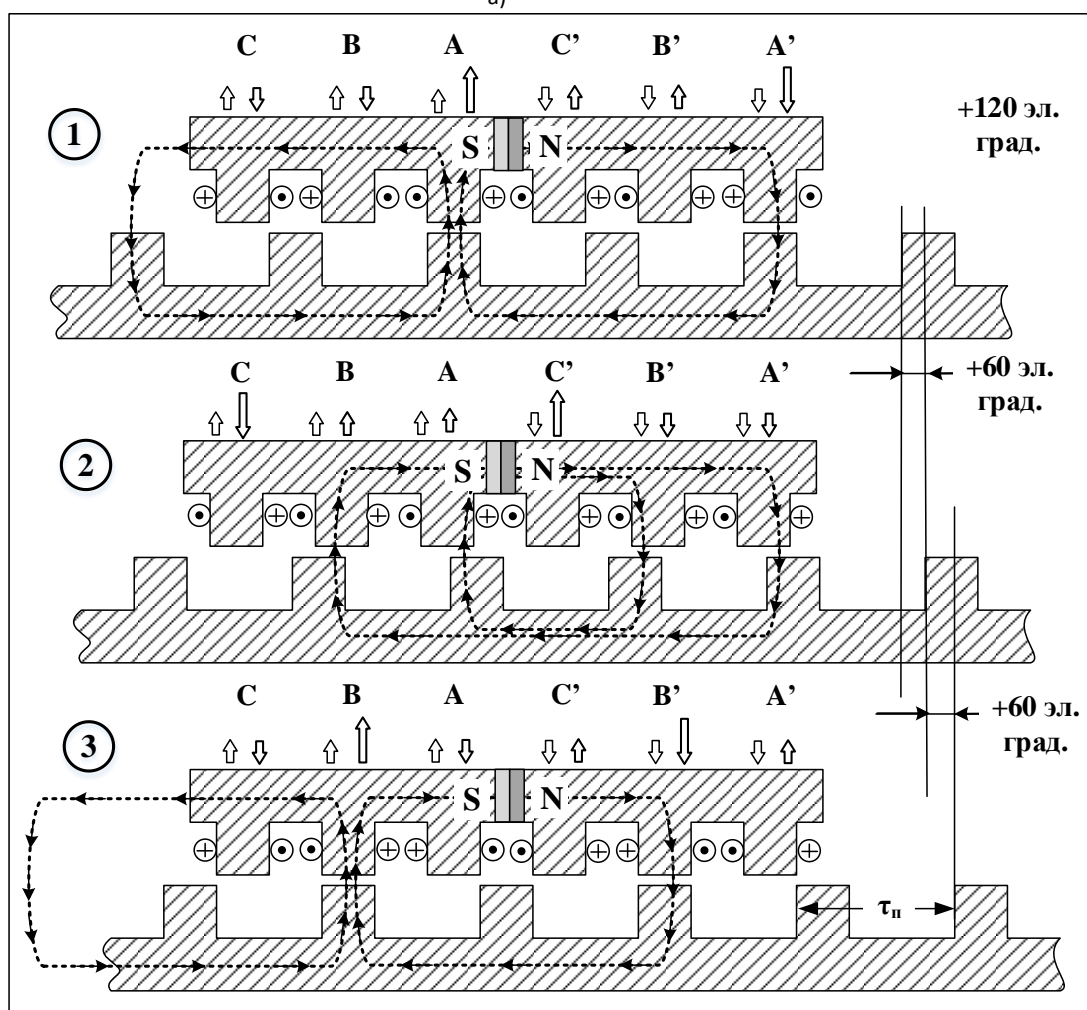
Это наложение выполняется в каждом керне статора, несущем сосредоточенную катушечную обмотку фазы.

Таким образом, нужные керны статора становятся «активными», а ненужные – «пассивными». При этом машина получает ряд преимуществ:

- 1) Ток в обмотке возбуждения постоянный;
- 2) Ток в статорной обмотке переменный с амплитудой вдвое меньшей, чем в двигателе-прототипе того же габарита. Меньшие габариты и стоимость инвертора;
- 3) Возможность регулировать ток возбуждения, в том числе с целью ослабления поля, как в коллекторных двигателях постоянного тока;
- 4) Возможность управления с синусоидальными токами статора, приближенная к векторному для синхронных машин с постоянными магнитами на роторе;
- 5) Объединение достоинств двух типов двигателей: магнитоэлектрических (высокие энергетические показатели, перспективные методы векторного управления) и индукторных (маленький шаг и большой момент на низких скоростях).



а)



б)

Рис. 2.9 Индукторный двигатель с магнитоэлектрическим возбуждением: а) вариант конструкции; б) принцип действия

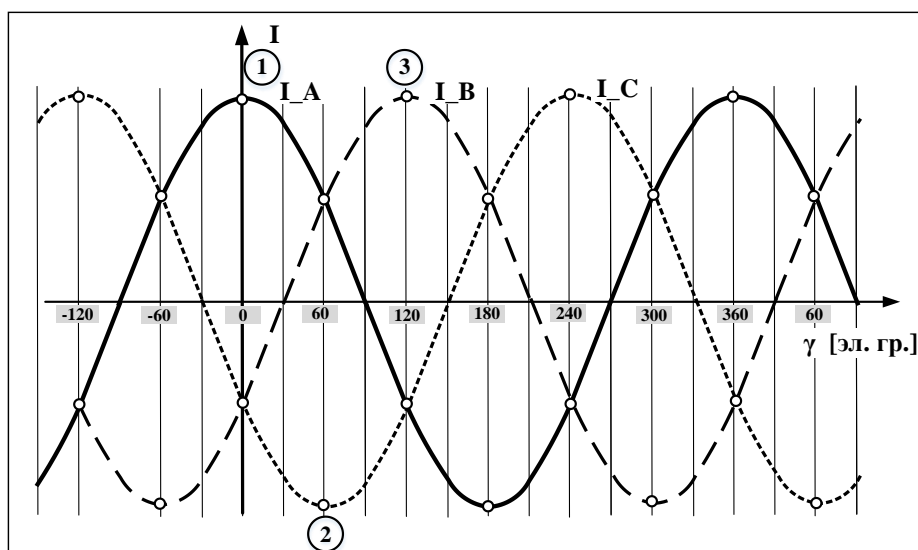


Рис. 2.10 Состояния тока статора, соответствующие одновременной разнополярной коммутации фаз

В основном индукторные ШД/ВД с дополнительным контуром возбуждения – двухфазные, хотя ограничений по числу фаз нет. Обмотка возбуждения может быть как сосредоточенной, так и распределенной – на каждом керне статора будут находиться и фазная катушка, и катушка возбуждения. Все катушки возбуждения соединены последовательно и обтекаются одним током.

Магнит в качестве источника возбуждения обычно сосредоточенный, простой конструкции и может размещаться как на статоре, так и на роторе. Имеются конструкции с несколькими магнитами, образующими контур возбуждения. Возможный вариант конструкции однопакетного трёхфазного ШД/ВД, предназначенного для сервоприменений, показан на рис. 2.9.

По западной терминологии такие машины чаще всего называются гибридными. Интересная особенность двигателя состоит в том, что токи в обмотке статора могут не только задаваться в соответствии с алгоритмом одновременной разнополярной коммутации, но и непрерывно изменяться по синусоидальному закону. При этом двигатель может работать как в режиме ШД, отрабатывая заданные электрические состояния, например, 1, 2, 3 (рис. 2.9 и 2.10), так и в режиме синхронного или вентильного двигателя с синусоидальными токами фаз.

Для трех электрических состояний на рис. 2.9 тонкими стрелками показаны величины НС, создаваемые в кернах статора контуром возбуждения (магнитом), а жирными – величины НС, создаваемых катушками статорной обмотки. При этом предполагается, что величина НС фазной катушки при токе  $0,5 I_m$  соответствует НС постоянного магнита. При встречном направлении этих НС соответствующие керны статора как бы

«выключаются». Показаны также пути замыкания магнитных потоков, создаваемых фазными обмотками и обмоткой возбуждения.

## 2.7. Двухпакетные индукторные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов

Дальнейшим развитием конструкций индукторных машин являются двухпакетные конструкции, в которых машина состоит из двух пакетов статора с сосредоточенными катушками статора, охватывающими керны сразу двух пакетов статора, и контуром возбуждения, созданным магнитом, расположенным между статорными пакетами либо на статоре, либо на роторе (между двумя пакетами ротора). Эти машины называют *гибридными*, сочетающими в себе преимущества магнитоэлектрических и индукторных двигателей: хорошая энергетика при малом конструктивном шаге и большом моменте. Такие ШД сегодня массово выпускаются десятками фирм и составляют основную конкуренцию магнитоэлектрическим ШД.

В этой главе мы лишь проиллюстрируем их конструктивные особенности, оставив для более подробного рассмотрения специальную главу в виду особой важности машин такого типа в шаговом и вентильном электроприводе.

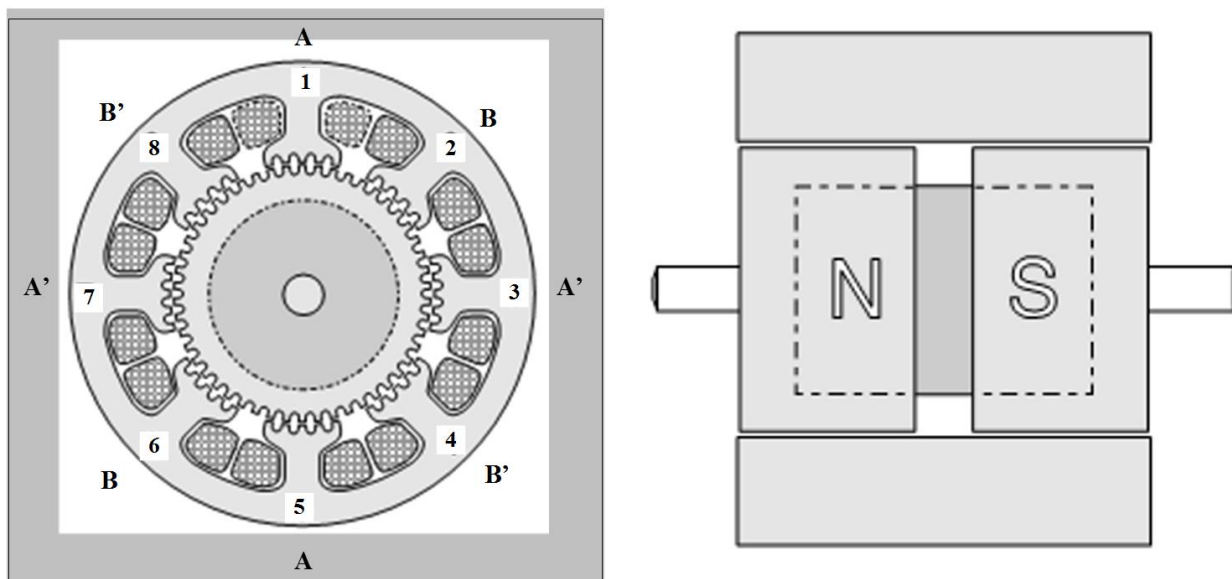


Рис. 2.11 Конструкция гибридного двухпакетного ШД

Представим себе, что двигатель состоит из двух одинаковых пакетов статора, как в случае индукторного четырёхфазного ШД, но имеет не 4 фазы, а только две: А, В (рис. 2.11). Направление намотки катушек фаз чередуется. Катушки, создающие НС в направлении от ротора к ярму статора, помечены буквами А, В, а в противоположном направлении – А', В'. Фазные катушки

расположены по всей осевой длине машины и охватывают керны статора как в первом, так и во втором пакетах.

Ротор состоит из двух пассивных ферромагнитных частей с одинаковым зубцовым шагом, соответствующим зубцовому шагу на кернах статора. Между пакетами ротора расположен кольцевой постоянный магнит, создающий НС в осевом направлении (от одного пакета ротора к другому). Таким образом, все зубцы ротора в одном пакете намагничены в одном направлении, т.е. поток возбуждения выходит из них (северные полюса), а в другом входит в них (южные полюса). Такие конструкции в теории электрических машин называют *одноименно-полюсными*. Зубцовые зоны двух пакетов ротора сдвинуты друг относительно друга на 180 эл. град. (напротив зуба одного из пакетов находится паз).

Принцип действия двигателя основан на наложении двух магнитных полей: поля возбуждения и поля статора. Поле возбуждения постоянно, а поле статора вращается внутри каждого пакета при биполярной коммутации фаз. Если предположить, что НС, создаваемая в магнитной цепи каждого керна статора примерно равна НС соответствующей фазной катушки, то при включении фазы А можно получить в левом пакете распределение намагничивающих сил, показанное на рис. 2.12.

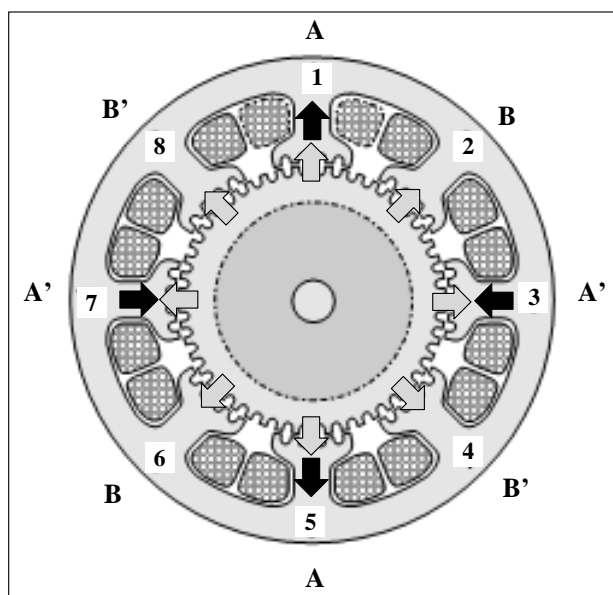


Рис. 2.12 Распределение НС при включении фазы А(+)

В кернах 1 и 5 намагничивающие силы статора и возбуждения суммируются, а в кернах 3 и 7 вычитаются. Таким образом, поток возбуждения в основном будет проходить через керны 1 и 5. Часть потока возбуждения, которая пройдет через керны фазы В (2, 4, 6, 8), не даст момента, так как суммарная проводимость воздушных зазоров под этими кернами постоянна и не зависит от положения ротора.

Подобная картина будет иметь место и во втором пакете. Но, зубцы ротора второго пакета смещены относительно зубцов первого пакета на 180 эл. град. С учетом изменения направления их намагничивания на противоположное, активными во втором пакете станут керны 3 и 7 статора. Таким образом, магнитный поток будет *радиально-аксиальным*: радиально через керны 1, 5 в магнитопроводящую спинку статора, по ней аксиально ко второму пакету, далее радиально через керны 3, 7 в ротор, аксиально от южного полюса магнита к северному и вновь в керны 1, 5 статора. При выключении фазы А и включении фазы В ротор сделает один шаг, равный  $1,8^\circ$  – см. (2.6).

Гибридный ШД управляется точно так же, как магнитоэлектрический ШД, но имеет существенно меньший шаг, обеспечивающий большую точность отработки заданного положения.

### **Выводы по главе**

1. На качественном уровне рассмотрены основные конструкции электрических машин, которые могут выполнять функции ШД и ВД.
2. Указаны основные различия в терминологии, которые используются в отечественной и зарубежной технической литературе.
3. Выделены главные типы двигателей, которые могут успешно использоваться в качестве ШД и ВД (в сервоприводе): на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами на роторе и индукторные с магнитоэлектрическим возбуждением.
4. Индукторные двигатели с электромагнитным возбуждением не рассматриваются в этой книге, хотя они особенно перспективны для приводов большой мощности, в частности, тяговых, так как позволяют работать на повышенных скоростях в режиме ослабления поля и поддерживают современные структуры векторного управления.

### **Контрольные вопросы**

1. Чем отличаются синхронные реактивные двигатели от шаговых с переменным магнитным сопротивлением?
2. Могут ли они работать в качестве ШД/ВД?
3. За счет чего индукторные двигатели имеют малый конструктивный шаг?
4. Как Вы понимаете термин «индукторный двигатель с самовозбуждением», индукторный двигатель с магнитоэлектрическим возбуждением?
5. Сравните два термина SRM и ВИД.

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

### 3. ШАГОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД. ОСНОВЫ

|  |    |
|--|----|
| 3.1. Базовая модель шагового двигателя – синхронный магнитоэлектрический двигатель с неявно выраженными полюсами .....   | 56 |
| 3.2. Упрощенная модель синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением на роторе в режиме ШД .....   | 62 |
| 3.3. Упрощенная модель индукторного двигателя с обмоткой возбуждения, расположенной на неподвижном статоре .....   | 63 |
| 3.4. Электрическое и механическое состояние машины .....   | 63 |
| 3.5. Фазовое и амплитудное управляющие воздействия. Статический синхронизирующий момент .....  | 65 |
| 3.6. Программное задание положение ротора. Положения устойчивого и неустойчивого равновесия. Динамическая ошибка. Шаговый двигатель как источник перемещения ..... | 66 |
| 3.7. Какие электрические машины могут работать в качестве шаговых двигателей? .....  | 68 |
| 3.8. Биполярное и униполярное управление. Алгоритмы коммутации фаз. Конструктивный шаг .....   | 69 |
| 3.9. Сравнение двухфазных шаговых двигателей с четырёхфазными .....  | 71 |
| 3.10. Интерфейс шагового электропривода с системами управления верхнего уровня. Распределитель импульсов .....   | 74 |
| 3.11. Структура разомкнутого шагового электропривода с распределителем импульсов .....   | 77 |
| 3.12. Многорежимные распределители импульсов .....   | 80 |
| 3.13. Преимущества и недостатки разомкнутого шагового электропривода. Области применения .....   | 81 |
| 3.14. Многоосевой разомкнутый шаговый электропривод с управлением от ЧПУ .....   | 83 |
| 3.15. Шаговый двигатель в режиме автокоммутации. Вентильный двигатель .....  | 87 |

#### **3.1. Базовая модель шагового двигателя – синхронный магнитоэлектрический двигатель с неявно выраженными полюсами**

Синхронный двигатель с гладким в магнитном отношении ротором является одной из самых простых и наиболее часто используемых моделей шагового двигателя, на базе которой можно дать все основные определения, рассмотреть типовые структуры систем управления и возможные режимы



работы шагового электропривода (ШЭП). Эта модель пригодна также для исследования вентиляльных приводов.

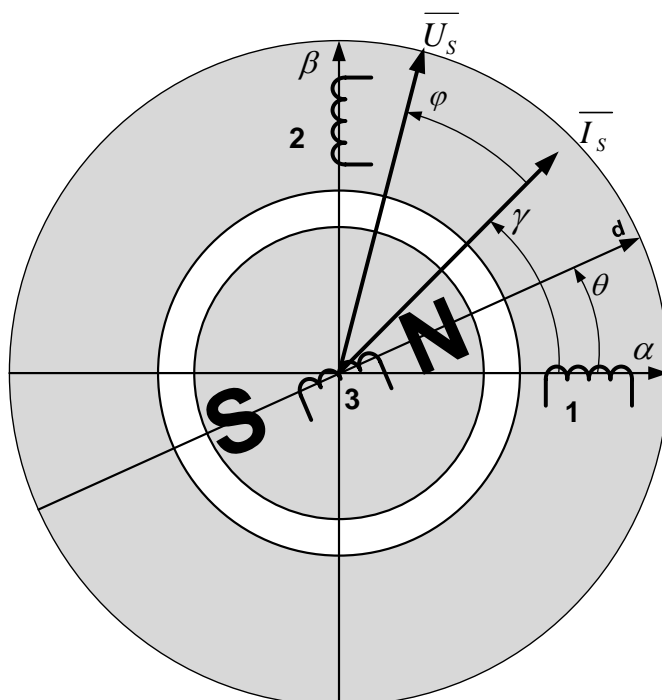


Рис. 3.1 Схема расположения обмоток двухфазного магнитоэлектрического двигателя с неявно выраженными полюсами

Число фаз в магнитоэлектрических шаговых двигателях может быть 2, 3 и более. При этом двухфазные серводвигатели малой и средней мощности, в отличие от мощных синхронных промышленных двигателей, встречаются едва ли не чаще трёхфазных. Это связано с простотой реализации силового коммутатора для двухфазных двигателей при небольших мощностях. На рис. 3.1 показана упрощенная схема двухфазной синхронной магнитоэлектрической машины с ортогональными обмотками 1 и 2, расположенными на статоре, и магнитом на роторе, условно замененным обмоткой возбуждения 3, питаемой от источника тока. Конструкция двигателя показана на одном электрическом полюсном делении машины в физических координатах ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), связанных с неподвижными статорными обмотками 1 и 2.

На рис. 3.1 показаны следующие переменные, характеризующие текущее состояние машины:

- $\bar{U}_s$  – вектор суммарного напряжения, приложенного к статорной обмотке;
- $\bar{I}_s$  – вектор суммарного тока статора;
- $\varphi$  – угол между вектором напряжения и вектором тока статора;
- $\gamma$  – угол текущего пространственного положения вектора тока статора в физических координатах ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) – фаза вектора тока статора;

- $\theta$  – угол текущего пространственного положения ротора и связанной с ним продольной оси ротора  $d$  относительно начала физической системы координат  $(\alpha, \beta)$ .

Все указанные выше углы являются электрическими и отличаются от механических углов коэффициентом, равным числу пар полюсов машины  $p_n$ :

$$\theta_{эл} = p_n \cdot \theta_{мех}.$$

Для такого двигателя, ввиду гладкости ротора в магнитном отношении, индуктивности статорных обмоток не будут зависеть от положения ротора:  $L_{11} = L_{22} = L_s = \text{const}$ . Из-за ортогональности расположения статорных обмоток взаимдуктивность между ними будет равна нулю  $L_{12} = 0$ . Если предположить, что статорная обмотка является распределенной и пренебречь зубчатостью статора, то индуктивность роторной обмотки также не будет зависеть от положения ротора  $L_{33} = L_r = \text{const}$ . Взаимдуктивности между обмоткой ротора и статорными обмотками меняются по закону синуса и косинуса, соответственно. Сводка коэффициентов само- и взаимдукции для такой идеализированной магнитоэлектрической машины без учета насыщения и высших гармоник представлена ниже:

$$\begin{cases} L_{11} = L_{22} = L_s = \text{const}; \\ L_{12} = L_{21} = 0; \\ L_{33} = L_r = \text{const}; \\ L_{31} = L_{13} = L_{sr} \cdot \cos \theta; \\ L_{32} = L_{23} = L_{sr} \cdot \sin \theta. \end{cases} \quad (3.1)$$

Статические характеристики машины как электромеханического преобразователя энергии:

$$\begin{cases} \psi_1 = L_s \cdot i_1 + (L_{sr} \cdot \cos \theta) \cdot i_3; \\ \psi_2 = L_s \cdot i_2 + (L_{sr} \cdot \sin \theta) \cdot i_3; \\ \psi_3 = L_r \cdot i_3 + (L_{sr} \cdot \cos \theta) \cdot i_1 + (L_{sr} \cdot \sin \theta) \cdot i_2. \end{cases} \quad (3.2)$$

Для определения электромагнитного момента машины, в соответствии с теорией электромеханического преобразования энергии, необходимо получить аналитическое выражение либо для магнитной энергии  $W_f$ , либо для коэнергии  $W_{co}$  системы. Последнее сделать существенно проще:

$$W_{co} = \int_0^{i_1, i_2, i_3} \psi_1(i_1, i_2, i_3, \theta) di_1 + \psi_2(i_1, i_2, i_3, \theta) di_2 + \psi_3(i_1, i_2, i_3, \theta) di_3. \quad (3.3)$$

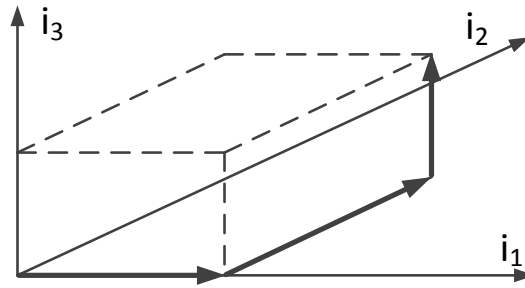


Рис. 3.2 Оптимальный путь интегрирования для расчета коээнергии ЭМП

Криволинейный интеграл (3.3) можно легко рассчитать при выборе оптимального пути интегрирования, когда на каждом интервале расчета меняется только одна переменная – ток  $i_1$ ,  $i_2$  или  $i_3$  (рис. 3.2). Напомним, что значение магнитной энергии или коээнергии в электромеханическом преобразователе не зависит от пути интегрирования, а определяется лишь конечными значениями обобщенных координат ЭМП (механическим положением ротора и значениями всех токов). Напомним также, что механическая координата выставляется при нулевых значениях электрических координат, поэтому интегрирование в (3.3) ведется только по электрическим переменным, в данном случае по токам двигателя (как в обмотках статора, так и ротора).

При выбранном нами пути интегрирования расчет криволинейного интеграла сводится к расчету трех обычных определенных интегралов:

$$W_{co} = \int_0^{i_1} (L_s \cdot i_1) di_1 + \int_0^{i_2} (L_s \cdot i_2) di_2 + \int_0^{i_3} [L_r \cdot i_3 + (L_{sr} \cdot \cos \theta) \cdot i_1 + (L_{sr} \cdot \sin \theta) \cdot i_2] di_3.$$

Таким образом, значение коээнергии равно:

$$W_{co} = \frac{1}{2} L_s i_1^2 + \frac{1}{2} L_s i_2^2 + \frac{1}{2} L_r i_3^2 + L_{sr} \cos \theta \cdot i_1 \cdot i_3 + L_{sr} \sin \theta \cdot i_2 \cdot i_3. \quad (3.4)$$

Это энергия, накопленная в собственных полях обмоток статора и ротора (в полях рассеяния), и в полях связи роторной обмотки 3 с обмотками статора 1 и 2. Под роторной обмоткой имеется ввиду эквивалентная постоянному магниту обмотка, расположенная на роторе, обтекаемая

постоянным током от источника тока и создающая такую же намагничивающую силу, как и постоянный магнит.

Электромагнитный момент двигателя равен частной производной от коэнергии по механической координате:

$$M_{\text{эм}} = + \frac{\partial W_{\text{ко}}(i_1, i_2, i_3, \theta)}{\partial \theta_{\text{мех}}} = + p_{\text{п}} \frac{\partial W_{\text{ко}}(i_1, i_2, i_3, \theta)}{\partial \theta}. \quad (3.5)$$

Как видно, в создании электромагнитного момента участвует только поле связи статорных обмоток с обмоткой ротора, только эта энергия зависит от механического положения ротора:

$$M_{\text{эм}} = p_{\text{п}} L_{\text{sr}} i_3 (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2). \quad (3.6)$$

С учетом соотношения для максимального значения потокосцепления роторной обмотки с обмоткой статора  $\Psi_{\text{srmax}} = L_{\text{sr}} i_3$ , которое равно потокосцеплению постоянного магнита  $\Psi_m$ , выражение для электромагнитного момента неявнополюсной синхронной машины примет вид:

$$M_{\text{эм}} = p_{\text{п}} \Psi_m (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2), \quad (3.7)$$

откуда видно, что электромагнитный момент является функцией исключительно мгновенного токового состояния машины и текущего положения ротора.

В главе 1 мы привели еще одну формулу для расчета электромагнитного момента машин, линейных в магнитном отношении, когда значение магнитной энергии всегда численно равно коэнергии. В этом случае для получения момента достаточно только зависимостей индуктивностей и взаимоиндуктивностей от положения ротора:

$$M_{\text{эм}} = \frac{p_{\text{п}}}{2} \sum_{k=1}^m i_k \cdot \sum_{j=1}^m i_j \cdot \frac{dL_{kj}(\theta)}{d\theta}. \quad (3.8)$$

Применительно к нашей машине с тремя обмотками (две на статоре и одна на роторе), получим:

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= \frac{p_{\text{п}}}{2} \sum_{k=1}^3 i_k \cdot \sum_{j=1}^3 i_j \cdot \frac{dL_{kj}(\theta)}{d\theta} = \\ &= \frac{p_{\text{п}}}{2} [i_1 i_3 L_{\text{sr}} (-\sin \theta) + i_2 i_3 L_{\text{sr}} (\cos \theta) \\ &+ i_3 \{i_1 L_{\text{sr}} (-\sin \theta) + i_2 L_{\text{sr}} (\cos \theta)\}] = \\ &= p_{\text{п}} L_{\text{sr}} i_3 (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2) = p_{\text{п}} \Psi_m (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2). \end{aligned}$$

Естественно, что результат расчета электромагнитного момента не зависит от метода решения, и в первом, и во втором случае он одинаков. Еще раз отметим, что последний метод годится для определения электромагнитного момента только линейных в магнитном отношении машин. Его использование для машин с учетом нелинейностей реальных кривых намагничивания не допустимо.

Итак, электромагнитный момент машины является функцией текущего токового состояния и положения ротора. Так как идеальных управляемых источников тока не существует, значения фазных токов будут определяться из соответствующих уравнений электрического равновесия. Предполагая, что магнит на роторе выполнен из высококоэрцитивного материала, намагничивающая сила которого постоянна, уравнение электрического равновесия для 3-й обмотки вырождается в  $i_3 = i_B = I_3 = \text{const}$ . Это означает, что 3-я обмотка как бы запитана от идеального источника тока. Таким образом, система уравнений электрического равновесия неявнополюсного синхронного двигателя выглядит так:

$$\begin{cases} u_1 = i_1 \cdot R_s + \frac{d\psi_1}{dt} = i_1 \cdot R_s + L_s \frac{di_1}{dt} + I_3 L_{sr} (-\sin \theta) \frac{d\theta}{dt}; \\ u_2 = i_2 \cdot R_s + \frac{d\psi_2}{dt} = i_2 \cdot R_s + L_s \frac{di_2}{dt} + I_3 L_{sr} (\cos \theta) \frac{d\theta}{dt}; \\ i_3 = i_B = I_3 = \text{const}. \end{cases} \quad (3.9)$$

С учетом значения максимального потокосцепления постоянного магнита с любой из фаз статора  $\Psi_m$ , полная модель магнитоэлектрического синхронного двигателя с управлением *от инвертора напряжения* будет выглядеть так:

$$\begin{cases} u_1 = i_1 \cdot R_s + \frac{d\psi_1}{dt} = i_1 \cdot R_s + L_s \frac{di_1}{dt} + \Psi_m (-\sin \theta) \frac{d\theta}{dt}; \\ u_2 = i_2 \cdot R_s + \frac{d\psi_2}{dt} = i_2 \cdot R_s + L_s \frac{di_2}{dt} + \Psi_m (\cos \theta) \frac{d\theta}{dt}; \\ i_3 = i_B = I_3 = \text{const}; \\ M_{ЭМ} = p_{\Pi} \Psi_m (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2). \end{cases} \quad (3.10)$$

Полученная система уравнений справедлива при любых способах управления двигателем (шаговый режим, режим синхронного вращения, режим вентильного двигателя или бесколлекторного двигателя постоянного тока) при любой схмотехнике силового преобразователя. На ее основе можно качественно и количественно сравнивать различные структуры и алгоритмы управления. При питании от идеализированного инвертора тока уравнения электрического равновесия в системе уравнений (3.10)

исключаются, двигатель описывается только одним уравнением электромагнитного момента в функции токов фаз и текущего положения ротора (3.7).

Таким образом, при питании обмоток статора от качественного быстродействующего инвертора тока математическая модель магнитоэлектрического синхронного двигателя сводится к выражению для электромагнитного момента в функции мгновенных значений фазных токов.

### **3.2. Упрощенная модель синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением на роторе в режиме ШД**

Рассмотренная выше модель справедлива и для синхронных двигателей с независимой обмоткой возбуждения, расположенной на роторе. Обычно это мощные синхронные двигатели или генераторы, работающие на постоянной частоте (скорости) в разомкнутой структуре управления. Выход на синхронную скорость обеспечивается либо за счет дополнительной короткозамкнутой обмотки на роторе, работающей только в режиме пуска, либо за счет частотного пуска двигателя от преобразователя частоты. Однако, теоретически такие двигатели в состоянии работать и как шаговые, и как вентильные двигатели. Для мощных синхронных машин режим шагового двигателя не рационален по экономическим соображениям, а режим вентильного двигателя, наоборот, обеспечивает предельную энергетическую эффективность машины и часто применяется на практике.

Обмотка возбуждения может получать питание через кольца на роторе, либо бесконтактным трансформаторным способом (что конструктивно сложнее).

При этом ток возбуждения уже не будет константой, как для магнитоэлектрической машины, а может независимо регулироваться:

$$M_{ЭМ} = M_{ЭМ}(i_1, i_2, i_3, \theta) = p_{п} L_{sr} \cdot i_3 (-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2). \quad (3.11)$$

Если контур возбуждения синхронной машины также получает питание от инвертора тока, то есть все три тока могут быть заданы с достаточно высокой точностью, то исследование шаговых и вентильных приводов на базе таких машин существенно упрощается – в первом приближении электромагнитными переходными процессами в обмотках статора и ротора можно пренебречь. При этом математическая модель всего привода заметно упрощается и представляет собой всего лишь одно уравнение движения, в котором электромагнитный момент машины определяется соотношением (3.11).

### 3.3. Упрощенная модель индукторного двигателя с обмоткой возбуждения, расположенной на неподвижном статоре

Подвод энергии к вращающемуся ротору представляет собой определенные технические сложности. Было бы крайне желательным расположение обмотки возбуждения на неподвижном статоре (вместе с обмотками собственно статора). Такие машины существуют и называются *индукторными машинами* (см. главу 2). Отметим, что математические модели таких машин в первом приближении соответствуют моделям синхронных машин с независимым электромагнитным возбуждением, рассмотренным выше. В частности, электромагнитный момент индукторной машины будет определяться соотношением (3.11) и зависеть от текущего значения тока возбуждения.

Разумеется, регулировать ток возбуждения в обмотке, расположенной на статоре, существенно проще, чем на подвижном роторе. Такие машины перспективны не только в станочных и робототехнических применениях, но и в тяговых, причем большой мощности, где особенно ценным является режим ослабления поля для получения высоких скоростей при малых нагрузках.

Итак, мы рассмотрели простейшую модель магнитоэлектрической синхронной машины, которая в первом приближении будет моделью и синхронной машины с независимым электромагнитным возбуждением на роторе, и индукторной машины с электромагнитным возбуждением со стороны статора. На основании этой простой модели введем основные понятия, которые используются в шаговом электроприводе.

### 3.4. Электрическое и механическое состояние машины

Как видно из анализа полученных выше математических моделей машин, используемых в основном в шаговом и вентильном электроприводе, мгновенное значение электромагнитного момента машины зависит только от мгновенных значений токов во всех электрических контурах машины, а также от мгновенного положения ротора, т.е. определяется *текущими значениями обобщенных координат электромеханического преобразователя энергии* –  $(i_1, i_2, i_3, \theta)$ .

Мгновенное состояние токов в обмотках машины называется *текущим электрическим состоянием машины*, мгновенное механическое положение ротора – *текущим механическим состоянием*. Различают *текущее механическое положение* ротора  $\theta_{\text{мех}}$  и *текущее электрическое положение* ротора внутри полюсного деления машины – *текущее электрическое положение*  $\theta$ .

На один механический оборот приходится  $p_n$  электрических оборотов, что соответствует числу пар полюсов контура возбуждения синхронной машины. В индукторных машинах числу пар полюсов  $p_n$  соответствует число зубцов пассивного ротора  $z_r$  – один электрический оборот в таких машинах соответствует интервалу «один зуб – один паз» ротора (см. главу 2).

$$\theta = p_n \theta_{\text{мех}} \text{ или } z_r \cdot \theta_{\text{мех}}. \quad (3.12)$$

Пока будем предполагать, что все полюсные деления машины в магнитном отношении одинаковы (отсутствуют технологические погрешности в изготовлении двигателя и все электрические полюсные деления подобны друг другу). Поэтому, момент двигателя будет определяться электрическим положением ротора на текущем полюсном делении  $\theta$  и будет один и тот же на всех полюсных делениях при одном и том же электрическом состоянии.

Для двухфазных машин с неизменным значением тока в реальном или эквивалентном контуре возбуждения  $i_3$  электрическое состояние машины полностью характеризуется текущим значением *вектора тока статора*  $\bar{I}_s(i_1, i_2) = I_m \cdot e^{j\gamma}$ , амплитудой вектора  $I_m$  и его фазой  $\gamma$  (рис. 3.3).

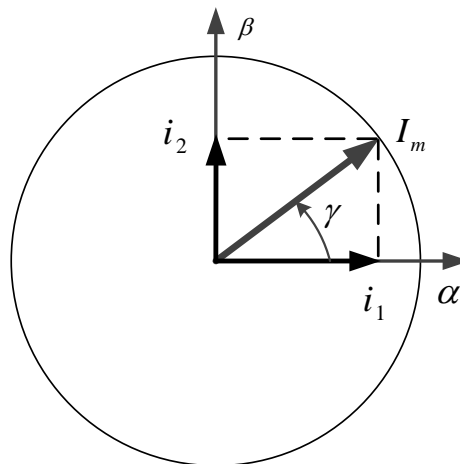


Рис. 3.3 Вектор суммарного тока статора и его компоненты в неподвижных осях  $\alpha\beta$

В общем случае  $m$ -фазной машины вектор результирующего тока статора определяется суммой векторов токов отдельных фаз с учетом пространственного сдвига между ними:

$$\bar{I}_s(\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \dots, \mathbf{i}_m) = \sum_{k=1}^m \mathbf{i}_k \cdot e^{j \cdot k \cdot \frac{2\pi}{m}} \quad (3.13)$$



### 3.5. Фазовое и амплитудное управляющие воздействия. Статический синхронизирующий момент

Управлять результирующим током статора можно по-разному. В *полярной системе координат*, задавая отдельно амплитуду  $I_m(t)$  и фазу вектора тока статора  $\gamma(t)$ , или в неподвижной *декартовой системе координат* ( $\alpha, \beta$ ), формируя требуемые значения компонент вектора тока статора от времени  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$ . Связь между компонентами тока в этих системах координат (для двухфазной машины) определяется так:

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = i_1(t) = I_m(t) \cdot \cos \gamma(t); \\ i_\beta(t) = i_2(t) = I_m(t) \cdot \sin \gamma(t). \end{cases} \quad (3.14)$$

В шаговом приводе при управлении в полярной системе координат выделяют два типа управляющих воздействий, поступающих на инвертор тока от системы управления более высокого уровня (контроллера шагового электропривода): *амплитудное управляющее воздействие*  $I_m(t)$  и *фазовое управляющее воздействие*  $\gamma(t)$ . Инвертор тока вместе со своей собственной системой управления должен выполнить преобразование из полярной системы координат в декартовую и воспроизвести заданные фазные токи (электрическое состояние) с требуемой точностью.

Выражение для электромагнитного момента двигателя при управлении инвертором тока в полярных координатах принимает вид:

$$\begin{aligned} M_{ЭМ} &= p_n \Psi_m [-\sin \theta \cdot i_1(t) + \cos \theta \cdot i_2(t)] = \\ &= p_n \Psi_m I_m [\sin \gamma \cdot \cos \theta - \sin \theta \cdot \cos \gamma] = p_n \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Полученное уравнение описывает кривую так называемого *статического синхронизирующего момента двигателя* – зависимость электромагнитного момента от электрического положения ротора при фиксированных значениях управляющих воздействий: амплитудного  $I_m$  и фазового  $\gamma$ , т.е. при фиксированных значениях токов фаз. Эта кривая в идеальном случае представляет собой синусоиду, пространственное положение которой (точка прохождения через ноль) определяется исключительно величиной фазового управляющего воздействия  $\gamma$ , а максимальное значение синхронизирующего момента – величиной амплитудного управляющего воздействия  $I_m$  (рис. 3.4).

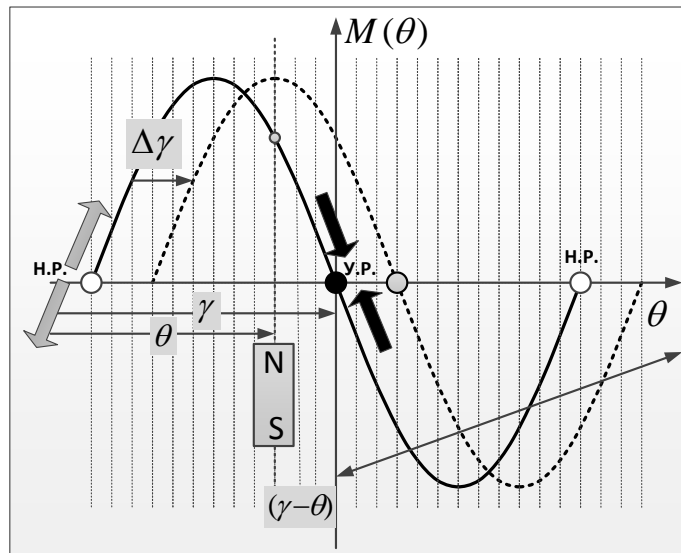


Рис. 3.4 Кривая статического синхронизирующего момента: положения устойчивого и неустойчивого равновесия ротора

### 3.6. Программное задание положение ротора. Положения устойчивого и неустойчивого равновесия. Динамическая ошибка. Шаговый двигатель как источник перемещения

Фазовое управляющее воздействие  $\gamma$  определяет *программно заданное положение «нуля» кривой статического синхронизирующего момента* и, соответственно, *программно заданное положение ротора двигателя на электрическом полюсном делении*. Это положение (черная точка на рис. 3.4) представляет собой *точку устойчивого равновесия*, в которой на ротор не действует электромагнитный момент. При любом отклонении ротора от этой точки момент возникает, стремясь вернуть ротор в положение устойчивого равновесия. Величина момента зависит от величины отклонения ротора – пропорциональна  $\sin(\gamma-\theta)$ . Разность между программно заданным положением ротора и фактическим положением  $(\gamma-\theta)$  называется *динамической ошибкой по положению*.

При изменении программно заданного положения ротора, например, при приращении фазового управляющего воздействия на величину  $\Delta\gamma$  кривая статического синхронизирующего момента смещается на такой же угол (рис. 3.4). Возникает электромагнитный момент, стремящийся переместить ротор ШД в новую точку устойчивого равновесия (серая точка на пунктирной кривой рис. 3.4).

При любом алгоритме управления шаговым двигателем динамическая ошибка не может превысить  $\pm\pi$ . Если это произойдет, то электромагнитный момент сменит знак, и ротор уже не сможет попасть в программно заданное положение – произойдет сбой. Отметим, что точки в положении ротора  $+\pi$  и  $-\pi$  являются точками *неустойчивого равновесия*. Электромагнитный момент в

этих точках равен нулю, но любое отклонение от точки неустойчивого равновесия приведет к появлению момента, знак которого спровоцирует направление дальнейшего движения.

Таким образом, суть управления шаговым двигателем в разомкнутой структуре управления следующая:

- Выдается очередное значение фазового управляющего воздействия  $\gamma = \gamma + \Delta\gamma$  на инвертор тока, где  $\Delta\gamma$  – электрический шаг;
- Кривая статического синхронизирующего момента сдвигается на электрический угол, равный электрическому шагу  $\Delta\gamma$ . Возникает электромагнитный момент, стремящийся переместить ротор двигателя в новое положение устойчивого равновесия;
- Ротор двигателя перемещается в это положение, достигает его, возможно с затухающими колебаниями вокруг заданного положения;
- Поступает новая команда в виде нового значения фазового управляющего воздействия. Процесс перемещения повторяется;
- Если динамическая ошибка в процессе отработки новых заданий не превышает  $\pm\pi$  эл. град., то ротор двигателя в среднем отрабатывает заданное положение и заданную среднюю скорость движения. Если управляющие воздействия будут поступать со слишком высокой частотой, то динамическая ошибка может превысить  $\pm\pi$ , и ротор выпадет из синхронизма (уже никогда не возвратится в заданное программное положение).

Таким образом, любой электрический двигатель, имеющий кривую статического синхронизирующего момента, зависящую от текущего положения ротора и фазы вектора тока статора  $M_{эм} = M_{эм}(\gamma, \theta)$  может быть «источником положения», автоматически перемещая ротор в новое заданное положение  $\gamma$  при каждом изменении задания  $\gamma$ . Дискретное изменение фазы на величину  $\Delta\gamma$  соответствует одному электрическому шагу машины, поэтому двигатели, способные работать в режиме отработки дискретных перемещений, получили название *шаговых двигателей*. Далее мы покажем, что величина шага может быть различной, более того – изменяться, в том числе, в реальном времени.

Стабилизация ротора в заданном электрическом положении возможна исключительно за счет *внутренней обратной связи по положению*, присущей конструкции самого электромеханического преобразователя. Предположим, что дискретность изменения фазы вектора тока статора мала, следовательно, мала и динамическая ошибка привода  $(\gamma - \theta)$ . На линейном участке функция синуса может быть заменена своим аргументом, следовательно:

$$M_{эм} = p_{п} \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta) \approx p_{п} \Psi_m I_m \cdot (\gamma - \theta). \quad (3.16)$$

Ротор будет перемещаться под действием электромагнитного момента до тех пор, пока не достигнет заданного положения  $\theta_{факт} = \gamma_{прог}$ , в котором электромагнитный момент станет равным нулю.

Итак, любой шаговый двигатель должен иметь при фиксированном токовом состоянии машины внутреннюю обратную связь электромагнитного момента от положения ротора, которая всегда стремится переместить ротор в программно заданное положение.

### **3.7. Какие электрические машины могут работать в качестве шаговых двигателей?**

Если *момент электрической машины при фиксированном электрическом состоянии зависит от положения ротора*, то сама машина может быть *источником перемещения*: меняя электрическое состояние, можно заставить машину отрабатывать заданное положение. Это основной принцип работы шаговых двигателей. Все двигатели синхронного типа имеют момент, зависящий от положения ротора и, следовательно, могут работать в качестве шаговых двигателей.

В общем случае, *любой двигатель, электромагнитный момент или электромагнитное усилие которого при фиксированном токовом состоянии зависит от механического положения ротора* (подвижного элемента для линейных двигателей) может работать в качестве шагового двигателя. Большинство известных двигателей попадают под это определение, за исключением асинхронных двигателей и коллекторных двигателей постоянного тока. Впрочем, если «синхронизировать» асинхронный двигатель, то есть подключить обмотку ротора к возбудителю, то такая машина автоматически превращается в синхронную машину и может работать в качестве шагового двигателя. Если в коллекторном двигателе постоянного тока исключить коллектор и обеспечить прямое формирование токов в секциях (обмотках) машины, то также получим классический синхронный многофазный двигатель (число фаз равно числу секций), способный работать в режиме шагового двигателя.

В итоге, *непременным условием возможности работы электрической машины в качестве шагового двигателя является зависимость электромагнитного момента машины от механического положения ротора, т.е. внутренняя присущая машине обратная связь по положению*.

### 3.8. Биполярное и униполярное управление. Алгоритмы коммутации фаз. Конструктивный шаг

История развития шагового привода начиналась с самых простых систем управления, основанных на попеременном подключении отдельных фаз к источнику питания (однополярному или биполярному) и отключении от него. В этом случае токи фаз меняются только на двух или трех возможных уровнях:

- Для шаговых двигателей с переменным магнитным сопротивлением на уровне +1 (Включено) и 0 (Выключено);
- Для большинства других, в том числе, магнитоэлектрических шаговых двигателей, на уровне +1 (Включено в положительном направлении), -1 (Включено в отрицательном направлении), 0 (Выключено).

В соответствии с полярностью напряжения питания, прикладываемого к фазе, шаговые двигатели выпускаются в двух исполнениях: для *однополярной коммутации (униполярные)*, когда направление токов в фазах не меняется, и для *разнополярной коммутации (биполярные)*, когда направление тока в фазах меняет знак. Естественно, что для управления двигателями первого типа применяются *однополярные силовые преобразователи (драйверы ШД)*, а для управления двигателями второго типа – *разнополярные*.

В первом случае силовая часть драйвера ШД обычно представляет собой простой многоканальный коммутатор фаз на базе силовых транзисторов и обратных диодов. Во втором случае – строится на базе полных реверсивных силовых мостов (подробно см. ниже в главах 4 и 5).

На ранних этапах развития силовой электроники считалось, что однополярный (униполярный) коммутатор существенно проще и дешевле разнополярного (биполярного). Сейчас ситуация изменилась. Все большее распространение находят именно разнополярные коммутаторы, обеспечивающие лучшие динамические свойства шагового и вентильного привода за счет более качественного поддержания заданного тока и предельно быстрых этапов нарастания и спада токов за счет использования методов широтно-импульсного управления силовыми ключами (ниже в главах 4 и 5).

Применительно к простым двухфазным двигателям – прототипам ШД на базе синхронного магнитоэлектрического двигателя, модели которых мы рассматриваем в этой главе, возможны *три типа коммутации фаз*:

- 1) *Симметричная* *одиночная* *четырёхтактная* *разнополярная* коммутация;
- 2) *Симметричная* *парная* *четырёхтактная* *разнополярная* коммутация;
- 3) *Несимметричная* *восьмитактная* *разнополярная* коммутация.

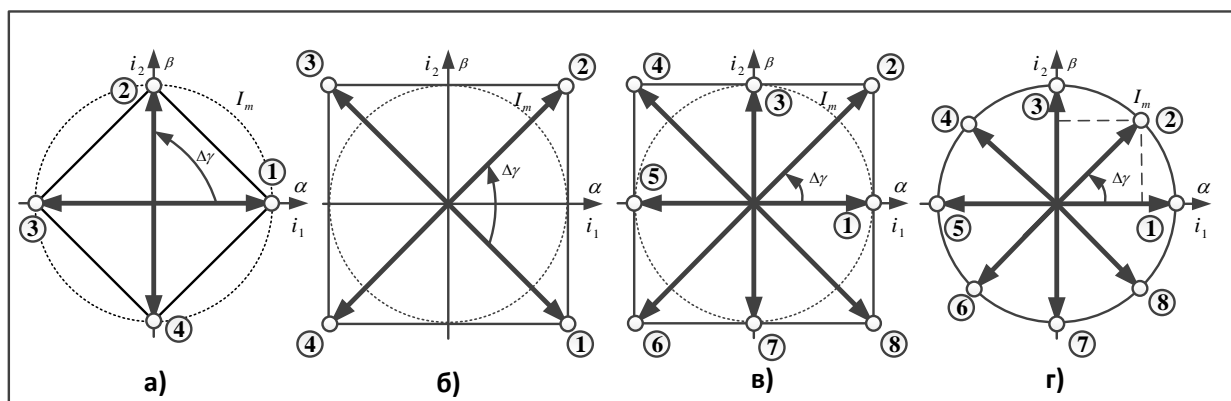


Рис. 3.5 Типы коммутации двухфазных ШД: а – одиночная; б – парная; в – несимметричная (режим полшага); г – режим микрошагового управления с коэффициентом дробления 2

На рис. 3.5 показаны фиксированные положения вектора результирующего тока статора для перечисленных выше трех типов коммутации.

Первые два способа обеспечивают *симметричную* коммутацию – на каждом такте включено одинаковое число фаз (в первом случае по одной, во втором – по две), причем с одинаковым заданием величины тока  $I_m$ . Третий способ соответствует *несимметричной* коммутации, когда число одновременно включенных фаз меняется от такта к такту – одна, две, опять одна и т.д.

Обратите внимание на то, что амплитуда вектора результирующего тока статора при симметричных типах коммутации постоянна, а при несимметричной коммутации пульсирует, изменяясь в  $\sqrt{2}$  раз (при тех же уровнях фазных токов). Это вызывает пульсации амплитуды максимального электромагнитного момента двигателя, провоцируя дополнительные нежелательные колебания ротора. Именно поэтому предпочтение отдают симметричным режимам коммутации фаз.

Число возможных электрических состояний машины  $n_{эл}$ , т. е. число положений вектора тока статора на одном электрическом полюсном делении, определяется номинальным (паспортным) режимом коммутации. Это число определяет *целый, конструктивный электрический шаг машины*:

$$\alpha_{эл\ констр} = \frac{2\pi}{n_{эл}} \quad (3.17)$$

Для двухфазных двигателей (рис. 3.5) в симметричных режимах коммутации конструктивный электрический шаг равен 90 эл. град., а в режиме несимметричной коммутации – 45 эл. град.

Величина шага двигателя при переходе от симметричной к несимметричной коммутации уменьшается вдвое. В простейших шаговых приводах это обстоятельство используется для дробления конструктивного шага машины вдвое при переходе от одного режима коммутации фаз к другому. Этот режим получил даже специальное название – *режим полушага*.

Таким образом, конструктивный электрический шаг машины всегда соответствует номинальному (паспортному) режиму коммутации. *Конструктивный механический шаг* всегда меньше конструктивного электрического шага в число пар полюсов раз:

$$\alpha_{\text{мех констр}} = \frac{\alpha_{\text{эл констр}}}{p_{\text{п}}} = \frac{2\pi}{p_{\text{п}} \cdot n_{\text{эл}}}. \quad (3.18)$$

При использовании управляемых инверторов тока можно воспроизвести любое токовое состояние при круговом годографе изменения вектора тока – при постоянной амплитуде вектора тока в каждом электрическом состоянии. Такой вариант управления показан на рис. 3.5г) и соответствует специальному режиму управления, называемому *микрошаговым управлением*. В этом примере коэффициент дробления конструктивного шага равен 2, а величина дробного электрического шага равна шагу для несимметричной коммутации: 45 эл. град. Для чётных электрических состояний 2, 4, 6, 8 токи фаз уменьшаются в  $\sqrt{2}$  раз до значения  $100\%/\sqrt{2} = 70,71\%$  от номинального. При этом годографом вектора тока становится окружность, а токи фаз меняются ступенчато по синусоидальному закону. Пульсации момента от такта к такту отсутствуют. Далее этот режим работы и его реализации рассматриваются подробно.

### **3.9. Сравнение двухфазных шаговых двигателей с четырёхфазными**

Двухфазные шаговые двигатели с разнополярной коммутацией фаз являются наиболее массовыми и производятся десятками фирм. Они имеют четыре вывода (по два на каждую фазу), требуют биполярного управления, которое, как правило, реализуется преобразователями на базе мостовых инверторов с одним уровнем напряжения питания.

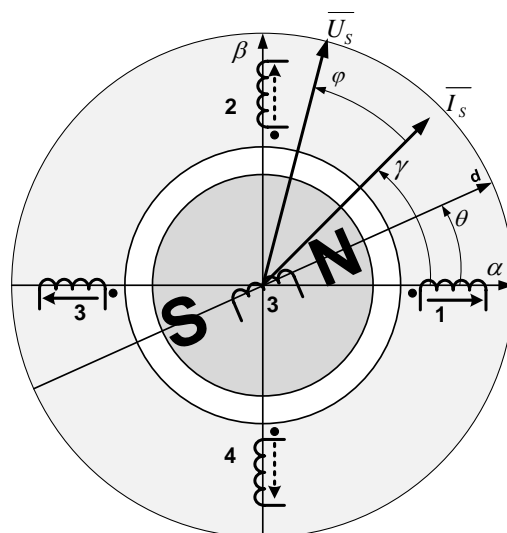


Рис. 3.6 Четырехфазная машина, эквивалентная двухфазной

Четырехфазные ШД в электромагнитном отношении, т.е. с точки зрения создания тех же самых положений вектора тока статора, эквивалентны двухфазным, но могут питаться от униполярного инвертора в режиме одиночной или парной коммутации. Так, вместо включения в двухфазной машине фаз 1 и 2 с противоположным направлением тока в четырёхфазной машине используется включение фаз 3 и 4 с тем же самым направлением тока (рис. 3.6). Фазы 3 и 4 создают намагничивающую силу (НС) в направлениях, противоположных фазам 1 и 2.

В таких машинах обмотки фаз 1 и 3, 2 и 4 коллинеарные – намотаны параллельно идущими проводниками, но имеют разные начала фаз (помечены точками).

Отличие четырёхфазных машин от двухфазных – двойной комплект фаз. Выгода сомнительная: силовой преобразователь как бы упрощается, а двигатель в 2 раза хуже используется «по меди» – его габарит по сравнению с двухфазным биполярным ШД увеличивается. Более того, силовой преобразователь с униполярным управлением при современном уровне развития электроники часто оказывается сложнее и дороже биполярного.

Многие фирмы выпускают двухфазные двигатели с так называемыми *расщепленными обмотками* (полуфазами), которые при желании можно использовать как четырёхфазные ШД с изолированными фазами и униполярным питанием или как двухфазные с биполярным питанием, с последовательным или параллельным соединением полуфаз. Они различаются по числу выводов:

- 8 выводов, по два на каждую полуфазу, – ШД с изолированными полуфазами;



- *б* выводов, по три на каждые две полуфазы, создающие НС встречного направления, – ШД с общей точкой встречных полуфаз.

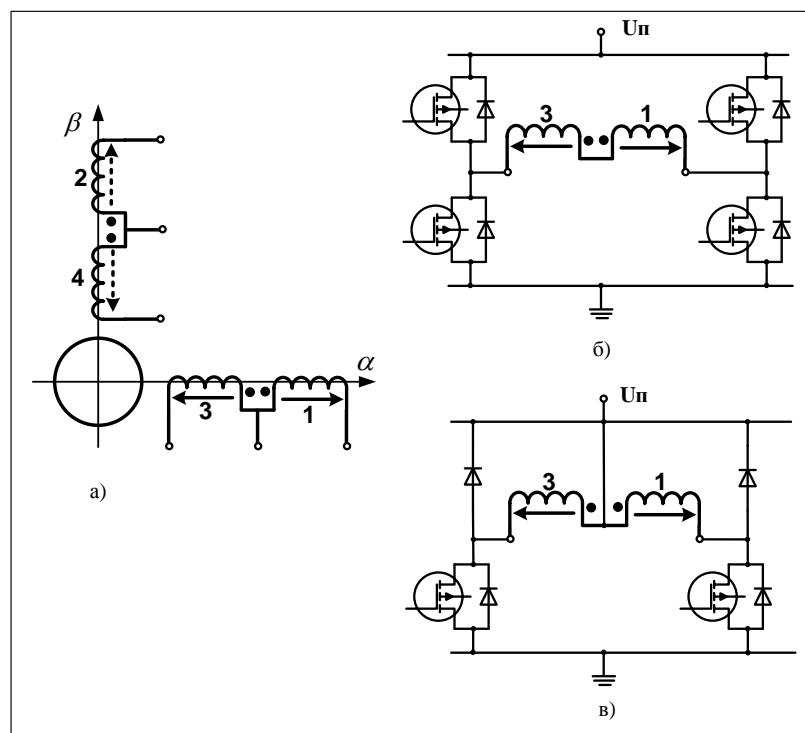


Рис. 3.7 Двухфазный ШД с расщепленными обмотками: *а* – двигатель; *б* – биполярное подключение; *в* – униполярное подключение

Униполярное питание целесообразно только в том случае, когда двигатель имеет запас по моменту, так как превышать допустимый ток полуфазы не рекомендуется во избежание перегрева обмотки. Эта схема включения используется при малых мощностях (единицы, десятки Вт). В остальных случаях такой ШД может без проблем работать как биполярный (рис. 3.7). Так как встречные полуфазы уже имеют общую точку соединения внутри машины, она просто остается не подключенной к силовой части. На рис. 3.7б показано, как одна из двух фаз включается в диагональ силового моста на полевых транзисторах. Двигатель автоматически превращается в двухфазный биполярный с полным использованием «по меди».

На рис. 3.7в показан упрощенный вариант униполярного подключения. Инвертор похож на простой четырёхканальный коммутатор и отличается от него только тем, что питание подается на общую точку каждой пары противофазных обмоток. Это возможно, так как встречные полуфазы не работают одновременно ни при одиночной, ни при парной коммутации четырёхфазного ШД.

Униполярное подключение имеет ряд недостатков. Спадание токов полуфаз при их отключении выполняется через обратные диоды, включенные параллельно полуфазам. Это медленное спадание, существенно

ограничивающее частотный диапазон работы ШД. Необходимы дополнительные меры для обеспечения более быстрого спада тока при отключении – дополнительные меры расфорсировки. Такая схема практически не пригодна для реализации микрошагового управления.

В восьмивыводных ШД каждая полуфаза имеет собственные выводы. Это расширяет возможности разработчиков при проектировании как униполярного, так и биполярного инверторов. В последнем случае возможно как последовательное, так и параллельное объединение полуфаз в одну. При последовательном включении номинальный ток фазы равен номинальному току полуфазы, а при параллельном – в два раза больше. Меняется также сопротивление и индуктивность объединенной фазы двухфазного ШД, что позволяет оптимизировать элементную базу силовой части драйвера ШД, а также уровень напряжения питания.

Некоторые производители в каталогах приводят даже динамические характеристики ШД в разных схемах включения полуфаз. Следует иметь в виду, что они существенно отличаются для схем последовательного и параллельного соединения полуфаз.

### **3.10. Интерфейс шагового электропривода с системами управления верхнего уровня. Распределитель импульсов**

Шаговый электропривод имеет простой стандартизованный интерфейс с системами управления более высокого уровня. Чаще всего он двухпроводный: импульсный вход CLK и потенциальный вход направления движения DIR. По входу CLK поступают импульсы на отработку каждого шага, а по входу DIR – сигнал направления движения. В отличие от двухпроводного, трёхпроводный интерфейс имеет дополнительный потенциальный вход ENABLE разрешения работы силового преобразователя. Если он активен, силовые ключи в силовой части работают, в противном случае блокируются (отключаются), и двигатель обесточивается.

Для отработки группы шагов система управления верхнего уровня формирует одноканальную последовательность импульсов, называемую *унитарным кодом*, и задает нужное направление движения. Каждый импульс по входу CLK – это задание на отработку одного шага, число поданных импульсов – задание на число шагов, которые должны быть отработаны (на величину требуемого перемещения в шагах), а частота импульсов управления – задание на среднюю скорость движения в шагах в секунду:

$$\begin{cases} n_{\text{шагов}} = n_{\text{имп}}; \\ \omega_{\text{мех ср}} \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right] = \alpha_{\text{мех}} [\text{рад}] \cdot f_{\text{имп}} [\text{Гц}]. \end{cases} \quad (3.19)$$

Устройство, которое обеспечивает преобразование входной одноканальной последовательности импульсов управления, поступающих на вход системы управления шаговым двигателем от системы управления более высокого уровня, в многоканальную последовательность импульсов по числу фаз шагового двигателя называется распределителем импульсов.

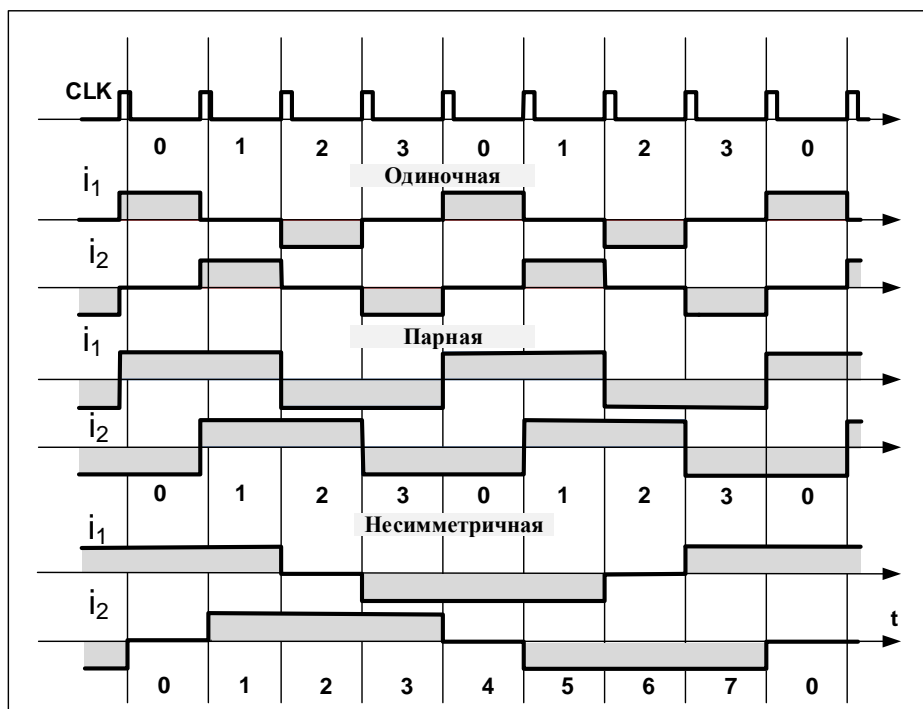


Рис. 3.8 Временные диаграммы работы нереверсивного распределителя импульсов для одиночной, парной и несимметричной коммутации двухфазного биполярного ШД

Выходные сигналы распределителя импульсов представляют собой заданные значения фазных токов, а в простейшем случае – команды на включение или выключение фаз. Они поступают на силовые преобразователи – усилители мощности. Задача усилителя мощности – преобразование слаботочного сигнала задания тока в нужный фазный ток. В большинстве современных систем управления шаговыми двигателями усилитель мощности строится по схеме инвертора тока – быстродействующего источника тока. В том случае, когда требования к шаговому приводу по быстродействию невелики, могут применяться инверторы напряжения. Они выполняют функцию формирования фазных токов лишь частично – при малой частоте коммутации фаз, когда значения токов успевают достичь заданных значений до момента поступления команды на выполнение очередного шага.

На рис. 3.8 показаны *временные диаграммы* работы трех *нереверсивных распределителей импульсов*, обеспечивающих одиночную, парную и несимметричную коммутацию обмоток двухфазного ШД.

В верхней части диаграммы показаны импульсы управления, поступающие на вход распределителя импульсов CLK в унитарном коде, а в нижней – импульсы управления, формируемые распределителем импульсов на усилители мощности в виде заданий токов фаз, которые должны быть отработаны усилителями.

Если распределитель импульсов обеспечивает только однонаправленное движение ротора двигателя, например, в направлении «Вперед», то он называется *нереверсивным*, в противном случае – *реверсивным*. В большинстве практических случаев применяются реверсивные распределители импульсов.

В системе управления шаговым двигателем обязательно имеется встроенный *детектор входного импульса*. Обычно он срабатывает по переднему или заднему фронту входного сигнала, а не по уровню, – для исключения ложных срабатываний при помехах.

Распределители импульсов содержат счетчик электрических состояний, емкость которого определяется числом электрических состояний двигателя на одном полюсном делении  $n_{эл}$  для номинального (паспортного режима коммутации). Для реверсивного привода счетчик должен быть реверсивным. Он должен изменять свое состояние при каждом входном импульсе либо в положительном направлении В («+») (суммирующий счетчик), либо в отрицательном Н («-») (вычитающий счетчик) в зависимости от сигнала направления движения DIR. Классическая схема перенаправления входного тактового импульса CLK на суммирующий или вычитающий вход реверсивного счетчика показана на рис. 3.9.

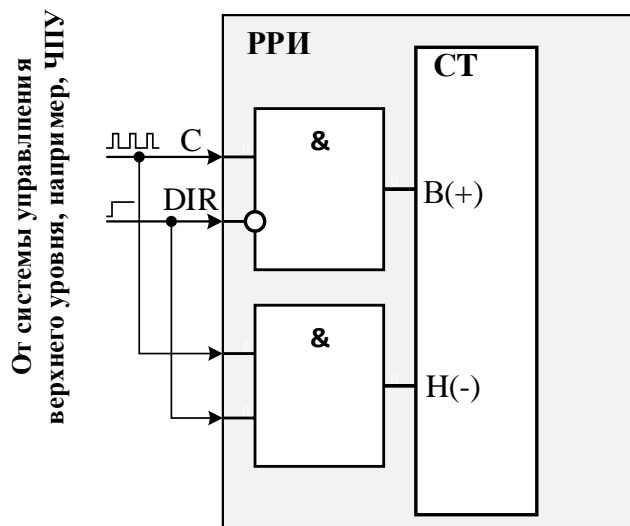


Рис. 3.9 Типовой интерфейс реверсивного распределителя импульсов с системой управления верхнего уровня

### 3.11. Структура разомкнутого шагового электропривода с распределителем импульсов

Независимо от схемотехнической аппаратной или программной реализации распределителя импульсов он обязательно содержит внутри себя *многостабильную схему*, число устойчивых состояний которой равно *числу тактов коммутации двигателя*, поддерживаемых распределителем  $n_{эл}$ . Оно будет определять конструктивный шаг двигателя.

Функцию такой многостабильной схемы при аппаратной реализации может выполнять обычный *реверсивный двоичный счётчик*.

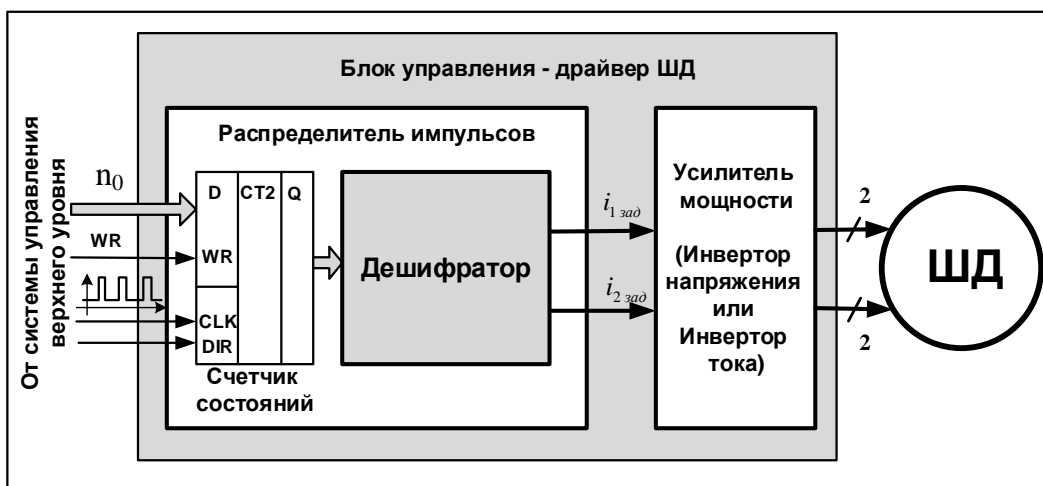


Рис. 3.10 Простейшая структура разомкнутого шагового электропривода

Общее число возможных состояний распределителя для одиночной и парной коммутации двухфазных биполярных шаговых двигателей – 4, а для несимметричной коммутации – 8. Функцию преобразования номера

текущего состояния распределителя  $n$  в код задания токов фаз выполняет дешифратор, входящий в состав распределителя импульсов. Простейшая структура разомкнутого шагового электропривода выглядит так (рис. 3.10).

Управляющие импульсы поступают на вход CLK распределителя импульсов в унитарном коде. В зависимости от потенциала на входе направления движения DIR они вызывают инкрементирование или декрементирование текущего состояния счетчика ( $\pm 1$ ).

В общем случае возможна прямая загрузка требуемого начального номера состояния распределителя импульсов  $n_0$  по шине параллельной записи D непосредственно в счетчик состояний распределителя, сопровождаемая сигналом записи WR. Эта функция реализуется только в блоках управления ШД, имеющих цифровой интерфейс с микропроцессорной системой управления верхнего уровня. В промышленных блоках управления ШД предпочитают использовать специальный вход сброса системы управления в начальное состояние RESET/ (активный низкий), по которому счетчик автоматически сбрасывается в начальное состояние (чаще всего нулевое).

На современном уровне развития микропроцессорной техники распределители импульсов и дешифраторы являются частью системы управления драйвера ШД, в которую входит и система управления силовой частью – инвертором тока. При этом все функции распределителя и дешифратора реализуются программным путем, особенно при использовании специализированных процессоров для управления двигателями [7, 8]:

- 1) При появлении очередного тактового импульса на входе системы он детектируется, например, по переднему фронту, и формируется запрос прерывания. Для детектирования могут использоваться встроенные периферийные устройства микроконтроллеров, в частности, модули захвата внешних сигналов.
- 2) В процедуре обработки прерывания по приему входного тактового импульса считывается состояние входа направления движения DIR, и текущее состояние распределителя импульсов инкрементируется (при движении «Вперед») или декрементируется (при движении «Назад»):

$$\begin{cases} \text{if ("Вперед")} \text{ Then } n =: n + 1; \\ \text{if ("Назад")} \text{ Then } n =: n - 1. \end{cases}$$

- 3) Новый номер электрического состояния ограничивается сверху и снизу допустимыми значениями:

$$\begin{cases} \text{if } n = n_{\text{эл}} \text{ Then } n =: 0; \\ \text{if } n < 0 \text{ Then } n =: n_{\text{эл}} - 1. \end{cases}$$

- 4) По новому номеру состояния из таблицы в памяти системы управления извлекаются коды заданных токов фаз. Например, для распределителя, поддерживающего несимметричную коммутацию, таблица соответствия заданных токов фаз электрическому состоянию выглядит так (табл. 3.1):

Таблица 3.1 Алгоритм работы дешифратора РИ для режима несимметричной коммутации

| Номер состояния РИ | Код задания токов фаз |            |
|--------------------|-----------------------|------------|
|                    | $i_1$                 | $i_2$      |
| 0                  | $+i_{max}$            | 0          |
| 1                  | $+i_{max}$            | $+i_{max}$ |
| 2                  | 0                     | $+i_{max}$ |
| 3                  | $-i_{max}$            | $+i_{max}$ |
| 4                  | $-i_{max}$            | 0          |
| 5                  | $-i_{max}$            | $-i_{max}$ |
| 6                  | 0                     | $-i_{max}$ |
| 7                  | $+i_{max}$            | $-i_{max}$ |

Значения токов могут быть закодированы в формате, удобном для непосредственной передачи в качестве управляющих воздействий на входы регуляторов токов фаз в силовой части драйвера ШД, например, словом, в котором один байт задает код тока  $i_1$ , а второй – код тока  $i_2$ .

- 5) Если токи должны меняться только на двух уровнях (0, Max), то таблица может содержать лишь один байт выходных битовых управляющих воздействий. Например, для четырехфазного ШД при парной однополярной коммутации – см. табл. 3.2:

Таблица 3.2 Алгоритм работы дешифратора РИ для парной коммутации

| Номер состояния РИ | Выходной код |       |       |       |
|--------------------|--------------|-------|-------|-------|
|                    | $i_4$        | $i_3$ | $i_2$ | $i_1$ |
| 0                  | 0            | 0     | 1     | 1     |
| 1                  | 0            | 1     | 1     | 0     |
| 2                  | 1            | 1     | 0     | 0     |
| 3                  | 1            | 0     | 0     | 1     |

Здесь «1» будет соответствовать включенному состоянию соответствующей фазы, а «0» – выключенному.

### 3.12. Многорежимные распределители импульсов

Некоторые фирмы выпускают системы управления шаговыми двигателями с так называемыми *многорежимными распределителями импульсов*. Они допускают сразу несколько типов коммутации, например, для двухфазного исполнительного двигателя: одиночную, парную и несимметричную. Код типа коммутации может задаваться либо наборными переключателями на блоке драйвера ШД, либо поступать от системы верхнего уровня комбинацией нескольких дискретных сигналов – через порт ввода кода типа коммутации. При смене этого кода тип коммутации меняется, причем эта операция может быть выполнена «на ходу»: текущее электрическое состояние меняется на ближайшее в заданном направлении движения, соответствующее новому режиму работы.

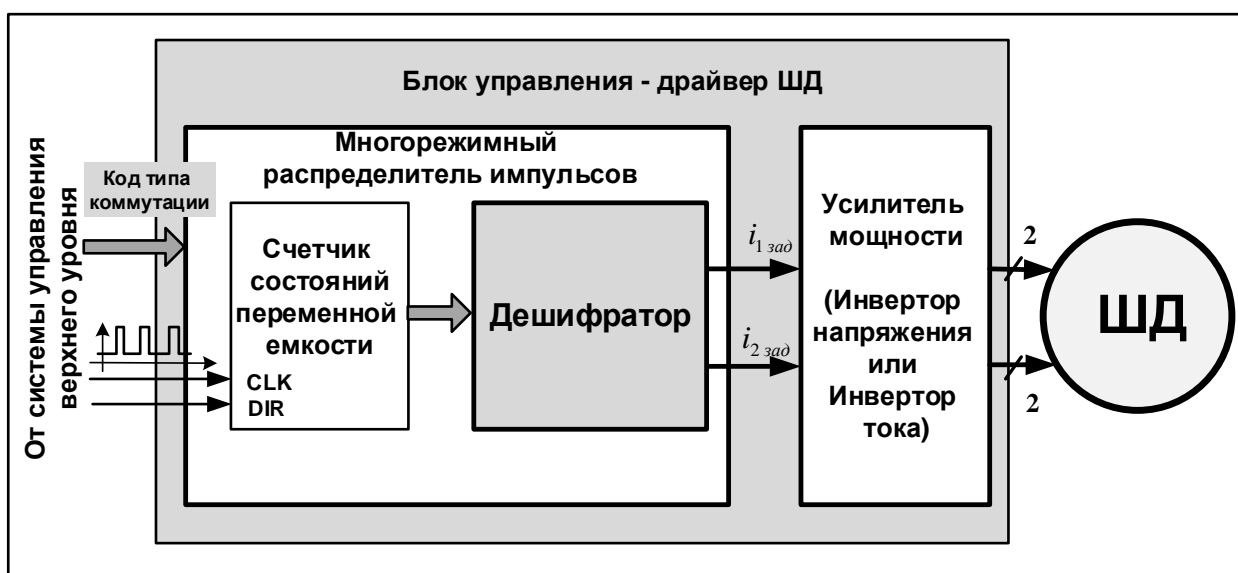


Рис. 3.11 Разомкнутый шаговый электропривод с многорежимным распределителем импульсов

Структура системы управления с многорежимным распределителем импульсов представлена на рис. 3.11. Ее особенности: счетчик состояний имеет либо переменную емкость, либо максимально возможную, рассчитанную на режим коммутации с максимальным числом электрических состояний (в нашем примере это 8). Дешифратор управляется входной переменной «код коммутации».

При процессорной реализации с использованием кольцевых буферов может использоваться та же таблица заданных токов в памяти, будет меняться только величина приращения указателя.

Возможные цели смены типа коммутации: а) увеличение электромагнитного момента при переходе от одиночной к парной



коммутации; б) уменьшение конструктивного шага при переходе от симметричных режимов коммутации к несимметричным, например, в области низких частот управления.

### 3.13. Преимущества и недостатки разомкнутого шагового электропривода. Области применения

Шаговые электроприводы, как устройства, воспроизводящие заданные перемещения, причем с заданной средней скоростью движения, при ограниченных значениях траекторных ошибок, не превышающих  $\pm \frac{\pi}{p_n}$  [мех. гр.], с середины прошлого века начали активно использоваться в системах точного позиционирования: в станках, роботах, компьютерной периферии, бытовой, медицинской технике и спецтехнике. Особенно широкое распространение они получили в системах подачи станков с числовым программным управлением (ЧПУ), в автоматах сборки и упаковки, в приводах лазерной и электроискровой обработки деталей, – в самом широком спектре устройств, предназначенных для комплексной автоматизации производства. В последние годы шаговый электропривод стал основным и в новейших технологических установках – промышленных 3-D принтерах.

Основным преимуществом разомкнутого ШЭП является то, что в любом случае ошибка воспроизведения рабочим органом нужной траектории движения (приведенная к валу рабочего органа) никогда не превышает значения:

$$\pm \frac{\pi}{p_n \cdot i_{ред}} [\text{мех. гр.}], \quad (3.20)$$

где  $i_{ред}$  – коэффициент передачи редуктора от вала двигателя к валу исполнительного механизма.

При большом передаточном отношении эта ошибка незначительна. При этом *разрешение по положению* выходного вала исполнительного механизма, под которым понимается *дискретность изменения положения*, может быть высоким. Дискретность изменения заданного положения соответствует величине шага ШД, приведенного к валу рабочего органа:

$$\frac{\alpha_{мех}}{i_{ред}} [\text{мех. гр.}] \quad (3.21)$$

Шаговый привод и его система управления оказывается существенно проще и дешевле, чем более современный вентильный электропривод, имеющий кроме исполнительного двигателя один или два датчика

положения в качестве датчиков обратной связи (на валу двигателя и валу рабочего органа).

Использование в качестве шаговых индукторных двигателей с пассивным зубчатым ротором, а также индукторных с магнитоэлектрическим возбуждением, в том числе, двух пакетных гибридных двигателей (см. главу 2), позволило получить очень маленький конструктивный шаг двигателя, при котором разрешение по положению привода оказывается достаточно высоким, что позволяет отказаться от использования датчика положения.

*Пример:* Двухфазный гибридный двигатель с числом зубцов на роторе  $z_r = 50$  имеет целый (конструктивный) шаг при парной разнополярной четырёхтактной коммутации ( $360^\circ / (50 \cdot 4) = 1,8^\circ$ ), что соответствует 200 целым шагам на оборот.

Предположим, что в качестве преобразователя вращательного движения в поступательное применяется *шариковая винтовая пара*, вращение на которую передается непосредственно с вала двигателя. Пусть шаг винта  $h = 5$  мм. При этом один конструктивный шаг двигателя будет соответствовать дискретному перемещению рабочего органа на величину:

$$\Delta x_{\text{мех}} = \alpha_{\text{мех}} [\text{град}] \cdot \frac{h [\text{мм}]}{360 [\text{град}]} = 1,8 \cdot \frac{5}{360} = 0,025 \text{ мм} = 25 \text{ мкм} \quad (3.22)$$

При использовании дополнительного редуктора между двигателем и винтовой парой точность позиционирования может быть увеличена в  $i_{\text{ред}}$  раз. Так, при коэффициенте передачи редуктора 10:1, разрешение по положению рабочего органа достигнет значения 2,5 мкм и это без каких-либо датчиков обратной связи.

Еще одним преимуществом разомкнутого ШЭП является простой интерфейс с системами управления верхнего уровня, который может быть реализован в любом промышленном контроллере, компьютере или в любой микропроцессорной системе управления объектом, частью которого является шаговый электропривод.

Однако, разомкнутый шаговый электропривод имеет и ряд недостатков, заставляющих иногда отказаться от его применения в пользу вентильного электропривода:

1. Отсутствует 100% гарантия невозможности выпадения двигателя из синхронизма. Такой сбой может иметь место либо при неконтролируемом возрастании нагрузки, либо при выходе из допустимого диапазона скоростей и ускорений. Мгновенный скачок задания скорости (частоты) не может быть больше так называемой *скорости приемистости (частоты приемистости)* (см. главу 4). Поэтому, необходимо применять

- дополнительные средства программного разгона-торможения, усложняющие систему управления, чтобы использовать все возможности шагового двигателя по электромагнитному моменту и скорости.
2. Отработка любой траектории движения сопровождается колебаниями скорости из-за дискретности ввода управляющих воздействий. Колебания уменьшаются при использовании методов электрического дробления шага.
  3. Возможны резонансные явления при работе на частотах управления, кратных частоте собственных колебаний привода. Может потребоваться технология программного «обхода резонансных зон» или внешнего демпфирования колебаний.
  4. Низкие показатели средне-циклового КПД привода в сравнении с вентильным приводом.

С отмеченными недостатками можно успешно бороться как за счет совершенствования систем управления ШД, так и за счет применения внешних устройств – механическим демпферов. Полный контроль за выпадением шагового двигателя из синхронизма получим, добавив в систему датчик положения ротора. Однако, такой шаговый привод уже можно использовать в режиме вентильного привода, что будет более правильно с точки зрения энергоэффективности.

### **3.14. Многоосевой разомкнутый шаговый электропривод с управлением от ЧПУ**

Простота интерфейса для подключения ШЭП к системам ЧПУ, простой расчет траекторий движения позволили этим системам привода на протяжении полувека оставаться конкурентно способными по сравнению с другими типами сервоприводов, прежде всего на базе вентильных двигателей.

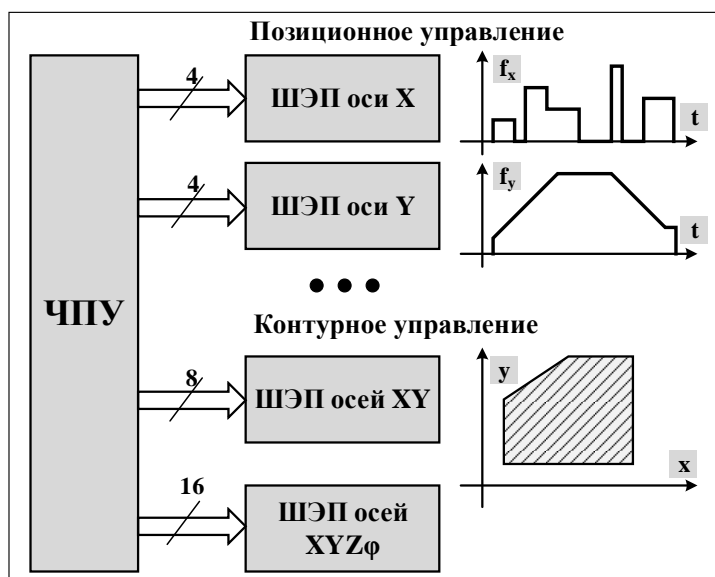


Рис. 3.12 Многоосевой разомкнутый шаговый электропривод с управлением от системы ЧПУ

На рис. 3.12 показана структура многоосевого разомкнутого шагового электропривода с управлением от специализированной системы ЧПУ (промышленного контроллера или промышленного компьютера с функциями ЧПУ) простым унитарным кодом. Не показаны датчики конечных положений по всем осям привода (концевые датчики) и так называемые реперные датчики (датчики начал осей координат), а также интерфейсы этих датчиков с системой ЧПУ. Каждый привод оси принимает от системы ЧПУ два основных управляющих сигнала: тактовой частоты CLK и направления движения DIR. Полный интерфейс может включать в себя также сигнал сброса распределителя импульсов в начальное состояние RESET/ и сигнал разрешения работы силовой части ENABLE.

Первые две оси работают в режиме позиционирования.

Для первого позиционного привода частота управления меняется дискретно (скачком). При этом мгновенные приращения управляющей частоты не должны превышать значения частоты приемистости  $0 \leq \Delta f_{упр} \leq f_{прием}$  во избежание выпадения двигателя из синхронизма.

Второй позиционный привод работает с планированием траектории разгона и торможения (с программируемым разгоном/торможением), поэтому максимальные частоты могут в несколько раз (до 5 и более) превышать частоту приемистости. Это позволяет существенно повысить производительность позиционных приводов, особенно при длинных перемещениях, полностью сохраняя устойчивость:

- ось стартует, начиная с частоты, близкой к частоте приемистости, и ускоряется в режиме программного разгона;

- после достижения максимальной скорости позиционирования движение продолжается на этой скорости;
- в определенной точке траектории, не доходя до заданного положения, начинается программное снижение скорости, вплоть до скорости (частоты) приемистости;
- при достижении требуемой позиции управляющая частота снимается; привод фиксирует конечное заданное положение.

Часть осей привода может работать в согласованном режиме (параллельно и синхронно). При этом реализуется так называемое контурное движение по заданному контуру. Это типовой режим при обработке различных деталей на станках с ЧПУ, когда кроме контура деталей задается также контурная скорость движения инструмента (например, фрезы)  $v_{\text{конт}}$ , которая должна поддерживаться для соблюдения технологического режима обработки детали.

При контурном управлении система ЧПУ обеспечивает один из множества возможных способов интерполяции траектории движения (линейная, круговая, параболическая, сплайн-интерполяция и т.д.), одновременно формируя задания для каждой оси привода в унитарном коде.

Например, при отработке двухкоординатным электроприводом XY линейного участка траектории на плоскости (при линейной интерполяции) задаются постоянные скорости движения по обеим координатам:  $v_x = \text{const}$  и  $v_y = \text{const}$  в соответствии с заданной контурной скоростью  $v_{\text{конт}}$  и координатами опорных точек, предварительно рассчитанными в системе ЧПУ:

$$\begin{cases} v_x = v_{\text{конт}} \cdot \cos\left(\frac{\Delta y}{\Delta x}\right); \\ v_y = v_{\text{конт}} \cdot \sin\left(\frac{\Delta y}{\Delta x}\right). \end{cases} \quad (3.23)$$

На исполнительные двигатели поступают управляющие последовательности импульсов с частотами  $f_x = \text{const}$  и  $f_y = \text{const}$ , соответствующими требуемым скоростям (3.23). Число импульсов в текущем кадре управления соответствует величинам приращений координат. После отработки очередного участка траектории (текущего кадра), система ЧПУ формирует новые задания – новый кадр управления (рис. 3.13).

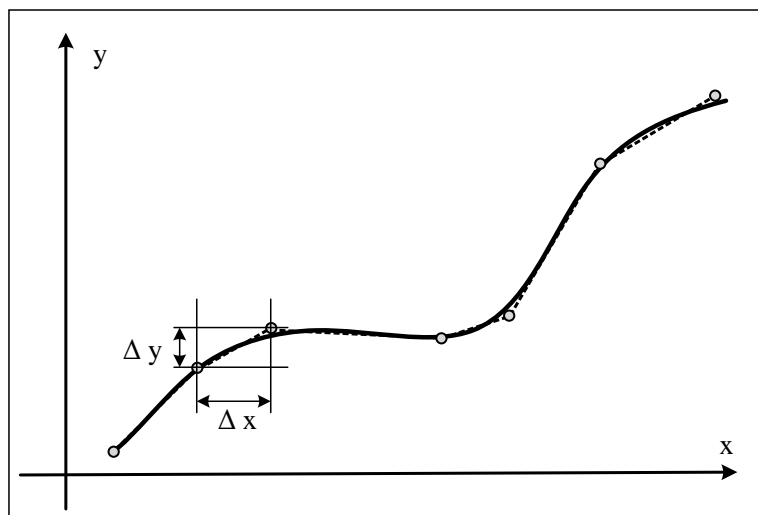


Рис. 3.13 Отработка заданного контура с использованием линейной интерполяции

Аппроксимация реальной траектории опорными точками выполняется таким образом, чтобы путевые приращения  $\Delta x, \Delta y$  в каждом кадре были кратны величине шага исполнительного органа (3.22). В каждом кадре обрабатывается заданное число шагов по каждой оси с заданной частотой.

Последний привод на рис. 3.12 ( $X, Y, Z, \varphi$ ) является четырёхкоординатным. Он может обеспечить согласованное перемещение по координатам  $X, Y$  в плоскости, по дополнительной координате  $Z$ , перпендикулярной к плоскости  $X, Y$  с дополнительным вращением  $\varphi$  (вокруг вертикальной оси  $Z$ ).

Функция программного разгона/торможения реализуется не только в системах ЧПУ, но и в большом числе специализированных модулей управления шаговыми приводами современных промышленных программируемых контроллеров (так называемые модули управления движениями Motion Control).

Современные микроконтроллеры, являющиеся «мозгом» полностью автономных систем, таких как силовые координатные столы, манипуляторы, имеют встроенные периферийные устройства, в частности, многоканальные широтно-импульсные генераторы, которые позволяют реализовать практически любую траекторию изменения управляющей частоты в функции времени. Это позволяет существенно расширить область допустимых частот работы разомкнутых ШЭП.

Кроме того, в рамках стратегии *распределенного управления оборудованием*, контроллеры привода могут брать на себя все больше функций, например, позиционного управления осью с формированием оптимального профиля траектории движения (трапецеидального с ограничением ускорения, S-образного с ограничением рывка и т.д.).

### 3.15. Шаговый двигатель в режиме автокоммутации. Вентильный двигатель

Предположим, что на валу шагового двигателя (или любого синхронного двигателя) установлен датчик электрического положения ротора внутри полюсного деления машины  $\theta$ , имеющий достаточно высокое разрешение, равное или превышающее разрешение системы управления по формированию фазового управляющего воздействия  $\Delta\gamma$  (число дискретных отсчетов датчика положения на полюсном делении машины равно или превышает число электрических состояний вектора тока  $N_{эл}$ ).

При этом возможно такое управление двигателем, когда фаза вектора тока статора  $\gamma$  (заданного положения ротора) всегда опережает текущее положение ротора двигателя  $\theta$  на 90 электрических градусов:

$$\gamma = \theta + \frac{\pi}{2}. \quad (3.24)$$

Очевидно, что электромагнитный момент двигателя будет максимально возможным и постоянным при любом текущем положении ротора:

$$\begin{aligned} M_{эм} &= p_{п} \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta) = p_{п} \Psi_m I_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2} - \theta\right) = p_{п} \Psi_m I_m = \\ &= M_{max} \cdot \frac{I_m}{I_{m max}} = M_{max} \cdot I_m^*, \end{aligned} \quad (3.25)$$

где:  $I_m^*$  – относительное значение амплитуды вектора тока статора по отношению к номинальному значению амплитуды;

$M_{max} = p_{п} \Psi_m I_{m max}$  – максимальное значение статического синхронизирующего момента машины при номинальной амплитуде вектора тока статора.

Режим работы двигателя, при котором фазовое положение вектора тока или вектора напряжения статора определяется исключительно текущим положением ротора, называется режимом вентильного двигателя.

Различают две основных структуры управления вентильными двигателями:

1. Brushless AC Motor (BLAC) – бесколлекторные двигатели переменного тока, когда разрешения датчика положения ротора и возможностей инвертора тока достаточно для формирования синусоидальных токов фаз для получения постоянного значения электромагнитного момента при любом положении ротора (3.25). Исполнительные двигатели, работающие

в этом режиме, обычно имеют *синусоидальную форму индукции магнитного поля* на полюсном делении машины.

2. Brushless DC Motor (BLDC) – *бесколлекторные двигатели постоянного тока (БДПТ)*, когда разрешение датчика положения ограничено, и датчик используется исключительно для *автокоммутации* фаз с поддержанием фазных токов на интервале коммутации неизменными. В качестве исполнительных двигателей обычно используются машины с *трапецеидальной формой индукции* на полюсном делении машины, что обеспечивает близкое к постоянному значение электромагнитного момента на всем интервале коммутации.

Управление второго типа более простое в реализации – при достижении определенного положения датчик (например, на элементах Холла), дает команду на смену электрического состояния машины – на переключение фаз. Управление первого типа более сложное – величина тока в каждой фазе двигателя должна автоматически меняться в функции текущего положения ротора, чтобы амплитуда суммарного вектора тока оставалась неизменной. Это можно обеспечить только в современных структурах частотно-токового и векторного управления (см. ниже главу 14).

В соответствии с уравнением (3.24) работает коллектор любого двигателя постоянного тока. При этом соотношение (3.24) выполняется в среднем. При большом числе коллекторных пластин и, соответственно, секций якорной обмотки (числе фаз) соотношение (3.24) выполняется с высокой точностью, а при малом числе фаз (например, для трёх- или четырёхфазных вентильных двигателей) – с низкой, если использовать исключительно режим включения/выключения фаз (автокоммутацию).

При качественном инверторе тока с возможностью управления фазой вектора тока с достаточно большим числом электрических состояний  $N_{эл}$  соотношение (3.24) будет выполняться точно для двигателей с любым числом фаз. При этом исполнительный двигатель будет представлять собой не источник перемещения (как было в случае разомкнутого шагового электропривода), а *источник электромагнитного момента*, значение которого постоянно и пропорционально амплитуде вектора тока статора (3.25) – рис. 3.14.



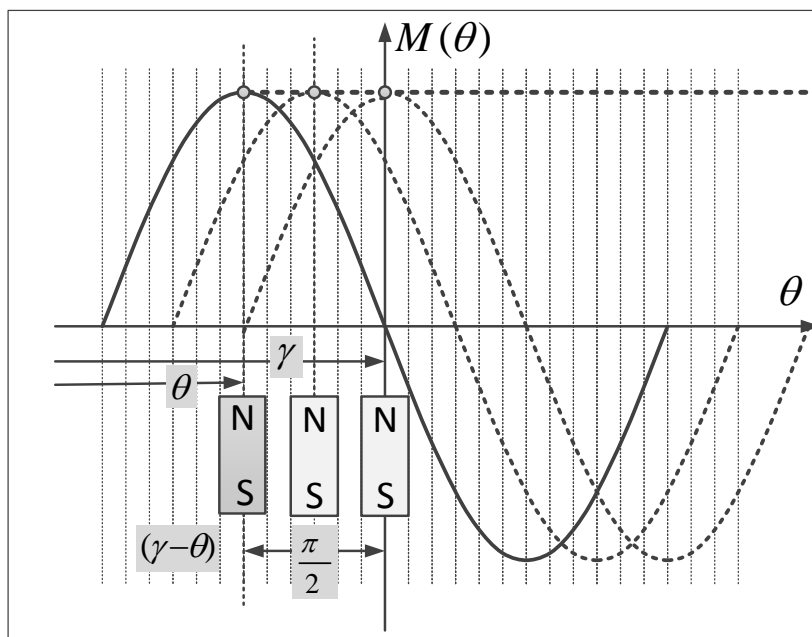


Рис. 3.14 ШД в режиме вентильного двигателя

В режиме вентильного двигателя имеется только одно управляющее воздействие – амплитудное, от значения которого зависит электромагнитный момент машины. При этом механические характеристики двигателя – характеристики постоянного момента, не зависящего от скорости вплоть до так называемой *границной механической характеристики*, при которой свойства инвертора тока уже не сохраняются (рис. 3.15).

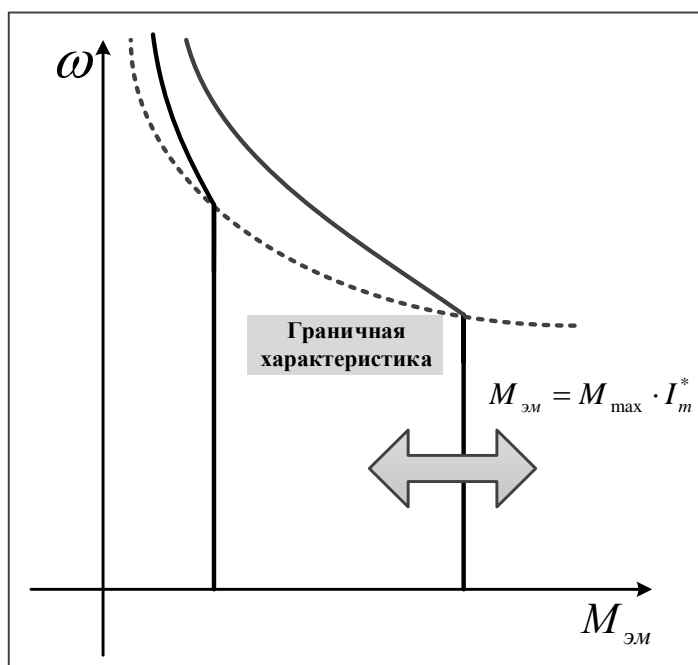


Рис. 3.15 Механические характеристики вентильного двигателя

Разгон вентильного двигателя выполняется с постоянным моментом и продолжается до тех пор, пока инвертор сохраняет свойства инвертора тока. В этой зоне имеются все возможности для точного управления

электромагнитным моментом. При достижении граничной скорости перехода инвертора тока в режим инвертора напряжения, когда напряжения питания инвертора не хватает для компенсации ЭДС вращения, момент двигателя падает. В этой зоне высоких скоростей управление возможно и реализуется специальными методами управления ВД, которые обеспечивают устойчивость привода.

### **Выводы по главе**

1. Рассмотрены основы шагового электропривода, преимущества и недостатки, области применения.
2. Показано, что любой ШД может работать в режиме вентильного двигателя. Однако, в этом режиме шаговый двигатель теряет свойства источника перемещения и становится источником момента. Следовательно, для отработки задания по скорости и положению придется отказаться от простейших разомкнутых структур ШЭП и использовать многоконтурные структуры управления ВД (контур тока, скорости, положения).

### **Контрольные вопросы**

1. Какое свойство шаговых двигателей обеспечивает возможность их работы в режиме источника положения?
2. Как связаны между собой частота управляющих импульсов и средняя скорость движения?
3. Какова максимальная динамическая ошибка при отработке ШЭП любой траектории?
4. Какова точность позиционирования ШЭП? Определяется ли она величиной конструктивного шага ШД?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 4. МОДЕЛИ ШАГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

|        |  |     |
|--------|--|-----|
| 4.1.   | Упрощенная модель шагового электропривода с инвертором тока .....                    | 91  |
| 4.1.1. | Модель ШЭП в физическом времени .....  | 91  |
| 4.1.2. | Модель ШЭП в относительном времени .....   | 93  |
| 4.2.   | Аналогия – механический маятник с переменной точкой подвеса .....                    | 96  |
| 4.3.   | Аналогия – груз на пружине с переменной точкой закрепления .....                     | 97  |
| 4.4.   | Разомкнутый шаговый электропривод как звено системы автоматического управления ..... | 99  |
| 4.5.   | Аналогия – шарик на потенциальной поверхности .....                                  | 100 |
| 4.6.   | Частота приемистости .....   | 102 |
| 4.7.   | Простые компьютерные модели шагового электропривода .....                            | 105 |
| 4.7.1. | Зона скоростей до приемистости .....   | 105 |
| 4.7.2. | Определение скорости приемистости по модели .....                                    | 107 |
| 4.7.3. | Влияние степени электрического дробления шага на качество движения .....             | 108 |
| 4.7.4. | Программный разгон/торможение .....  | 110 |
| 4.7.5. | Отработка единичного шага .....  | 112 |
| 4.7.6. | Старт-стопное управление на шаге .....   | 114 |

### 4.1. Упрощенная модель шагового электропривода с инвертором тока

#### 4.1.1. Модель ШЭП в физическом времени

При наличии в системе управления разомкнутым шаговым электроприводом инвертора тока его обобщенная модель может быть приближенно представлена всего одним уравнением движения:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt} + k_{\text{в.т.}} \cdot \omega_{\text{мех}} + M_c(\omega_{\text{мех}}) = M_{\text{эм}}. \quad (4.1)$$

В уравнении (4.1):

$J_{\Sigma}$  – суммарный момент инерции ротора двигателя, редуктора (если он имеется) и присоединенной нагрузки, приведенный к ротору ШД;

$k_{\text{в.т.}}$  – суммарный коэффициент вязкого трения: внешней нагрузки вентиляторного типа, пропорциональной скорости и внутреннего эквивалентного демпфирования, связанного с неидеальностью инвертора тока. Может также учитываться момент, создаваемый специальными

механическими демпферами, установленными на валу ШД для демпфирования колебаний при отработке шагов;

$M_c$  – момент статической нагрузки, активной (не зависит от знака скорости) или реактивной (меняет знак при смене знака скорости).

Электромагнитный момент машины определяется двумя управляющими воздействиями: амплитудой вектора результирующего тока статора  $I_m$  и его фазой  $\gamma$ , а также текущим электрическим положением ротора  $\theta$ :

$$M_{эм} = p_{п} \Psi_m [-\sin \theta \cdot i_1 + \cos \theta \cdot i_2] = p_{п} \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta) \quad (4.2)$$

Перейдем к относительным единицам в уравнении электромагнитного момента двигателя, приняв за базовое значение амплитуды вектора тока номинальное значение фазного тока для выбранного режима коммутации (или микрошагового режима работы), а за базовое значение момента – максимальное значение статического синхронизирующего момента при номинальной амплитуде вектора тока:

$$\begin{cases} I_{m \text{ баз}} = I_{m \text{ ном}}; \\ M_{эм \text{ баз}} = M_{max} = p_{п} \Psi_m I_{m \text{ ном}}; \end{cases} \quad (4.3)$$

Уравнение (4.1) примет вид:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega_{мех}}{dt} + k_{в.т.} \cdot \omega_{мех} + M_c(\omega_{мех}) = M_{max} I_m^* \sin(\gamma - \theta). \quad (4.4)$$

После выполнения очевидных преобразований получим:

$$\left( \frac{J_{\Sigma}}{k_{в.т.}} \right) \frac{d\omega_{мех}}{dt} + \omega_{мех} = \left( \frac{M_{max}}{k_{в.т.}} \right) [I_m^* \sin(\gamma - \theta) - \frac{M_c(\omega_{мех})}{M_{max}}]. \quad (4.5)$$

Введем понятия:

$T_m = \frac{J_{\Sigma}}{k_{в.т.}}$  – эквивалентная электромеханическая постоянная времени ШЭП;

$\omega_{мех \text{ пр}} = \frac{M_{max}}{k_{в.т.}}$  – предельная механическая скорость, достижимая в установившемся режиме холостого хода ( $M_c = 0$ ), когда максимальный синхронизирующий момент двигателя расходуется на преодоление суммарного вязкого трения в системе;

$\mu_c = \frac{M_c}{M_{max}}$  – относительное значение момента статической нагрузки.

Получим:

$$T_m \frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt} + \omega_{\text{мех}} = \omega_{\text{мех пр}} [I_m^* \sin(\gamma - \theta) - \mu_c(\omega_{\text{мех}})]. \quad (4.6)$$

Основной неопределенностью в данной модели шагового электропривода является эквивалентный коэффициент вязкого трения, так как он зависит от множества факторов, в том числе от структуры инвертора тока, метода ШИМ-регулирования фазных токов, индуктивности фазных обмоток и, особенно, напряжения питания инвертора. Тем не менее, эта модель может использоваться для грубой оценки возможностей ШЭП, особенно в зоне низких скоростей. Уравнению (4.6) соответствует структура ШЭП, представленная на рис. 4.1:

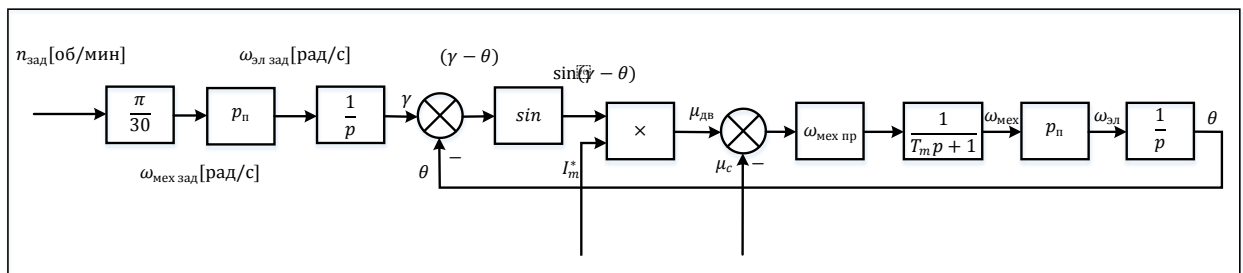


Рис. 4.1 Упрощенная структура разомкнутого шагового электропривода

#### 4.1.2. Модель ШЭП в относительном времени

При переходе к относительным единицам желательно получить модель, которая будет справедливой для широкого класса шаговых электроприводов, разного типа и мощности. Да, она будет несовершенной в деталях, но будет отражать наиболее общие свойства ШЭП.

Разделим обе части уравнения движения (4.4) на базовое значение момента, а также перейдем от механической скорости к электрической с учетом числа пар полюсов двигателя:

$$\frac{J_{\Sigma}}{p_{\text{п}} \cdot M_{\text{max}}} \frac{d\omega_{\text{эл}}}{dt} + \frac{k_{\text{в.т.}}}{p_{\text{п}} \cdot M_{\text{max}}} \cdot \omega_{\text{эл}} + \frac{M_{\text{с}}(\omega_{\text{эл}})}{M_{\text{max}}} = I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta), \quad (4.7)$$

или

$$\frac{J_{\Sigma}}{p_{\text{п}} \cdot M_{\text{max}}} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{k_{\text{в.т.}}}{p_{\text{п}} \cdot M_{\text{max}}} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \frac{M_{\text{с}}(\omega_{\text{эл}})}{M_{\text{max}}} = I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta), \quad (4.8)$$

Введем обозначения для коэффициентов:

$\Omega_0 = \sqrt[2]{\frac{p_{\Pi} \cdot M_{max}}{J_{\Sigma}}}$  – круговая частота собственных колебаний ротора шагового двигателя с присоединенной нагрузкой;

$d_{в.т.} = \frac{k_{в.т.}}{p_{\Pi} \cdot M_{max}}$  – коэффициент пропорциональности между электрической скоростью и относительным значением суммарного момента вязкого трения.

С учетом этих соотношений получим следующую модель разомкнутого шагового электропривода:

$$\frac{1}{\Omega_0^2} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} + d_{в.т.} \cdot \frac{d\theta}{dt} + \mu_c(\omega_{эл}) = I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta). \quad (4.9)$$

Следующим шагом является переход от физического времени к относительному. Это позволит получить модель, коэффициенты которой будут безразмерными, меняющимися в небольшом диапазоне для широкого класса шаговых электроприводов разной мощности, – от микро-приводов до силовых шаговых приводов станков и роботов.

Собственная круговая частота колебаний ротора ШД  $\Omega_0$  связана с частотой колебаний  $f_0$  и периодом колебаний  $T_0$  следующим образом:

$$\Omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{1}{T_0}. \quad (4.10)$$

В теории колебаний рассматриваются два варианта ввода базового времени: 1) – принять за базовое время  $T_0$  период собственных колебаний привода; 2) – принять за базовое время величину, обратную круговой частоте собственных колебаний привода  $1/\Omega_0$ . Основатели отечественной школы дискретного электропривода [1, 3] рекомендуют второй вариант, при котором из уравнения в относительных единицах исчезают коэффициенты  $2\pi$ :

$$\begin{aligned} T_0 &= \frac{1}{\Omega_0}; \\ \tau &= \frac{t}{T_0} = t \cdot \Omega_0. \end{aligned} \quad (4.11)$$

С учетом (4.11) математическая модель шагового электропривода в относительных единицах примет вид:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \delta \cdot \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_c(\omega_{эл}) = I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta). \quad (4.12)$$

где:  $\delta = d_{в.т.} \cdot \Omega_0 = \frac{k_{в.т.}}{p_{п} \cdot M_{max}} \Omega_0$  – эквивалентный безразмерный коэффициент суммарного (внутреннего и внешнего демпфирования).

Как видите, поведение любого разомкнутого шагового электропривода при управлении от инвертора тока может быть, в первом приближении, описано уравнением движения, в котором есть всего два коэффициента  $\delta$  и  $\mu_c$  и два управляющих воздействия  $I_m^*$  и  $\gamma$ . Для широкого класса шаговых электроприводов коэффициент  $\delta$  обычно не выходит из диапазона  $0,01 \div 0,5$ . Чем меньше значение  $\delta$ , тем качественнее инвертор тока, но тем меньше эквивалентное демпфирование (требуются специальные меры улучшения качества движения).

Разомкнутые шаговые приводы проектируются так, чтобы относительное значение статического момента нагрузки  $\mu_c$  не превышало  $0,5-0,6$ . При этом в широком диапазоне скоростей привод сохраняет устойчивость и не выпадает из синхронизма. Чем меньше коэффициент относительной статической нагрузки, тем при больших скоростях при программном разгоне/торможении может работать привод.

Выразим электромеханическую постоянную времени через полученные нами коэффициенты:

$$T_m = \frac{J_{\Sigma}}{k_{в.т.}} = \frac{J_{\Sigma} \cdot \Omega_0}{\delta \cdot p_{п} \cdot M_{max}} = \frac{1}{\delta \Omega_0}. \quad (4.13)$$

Значение предельной механической скорости через безразмерные коэффициенты:

$$\omega_{мех пр} = \frac{\Omega_0}{\delta p_{п}}. \quad (4.14)$$

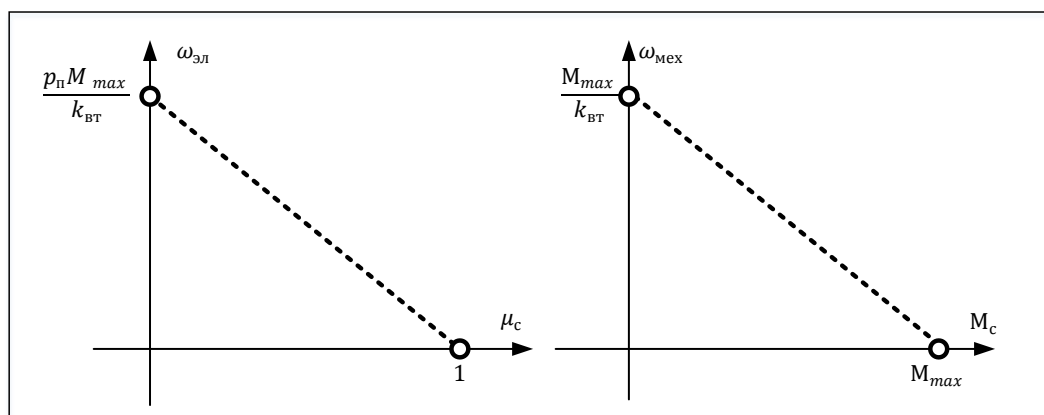


Рис. 4.2 Грубая оценка предельных механических характеристик ШД

В соответствии с полученными упрощенными моделями ШЭП предельные механические характеристики позволяют оценить максимальные скоростные возможности ШД (рис. 4.2). Максимальный момент будет соответствовать значению максимального синхронизирующего момента ШД, а предельная механическая скорость – значению скорости, при которой весь возможный момент идет на преодоление нагрузки типа вязкого трения.

#### 4.2. Аналогия – механический маятник с переменной точкой подвеса

Уравнение (4.12) хорошо известно в механике и теории колебаний – это уравнение механического маятника с переменной точкой подвеса (рис. 4.3).

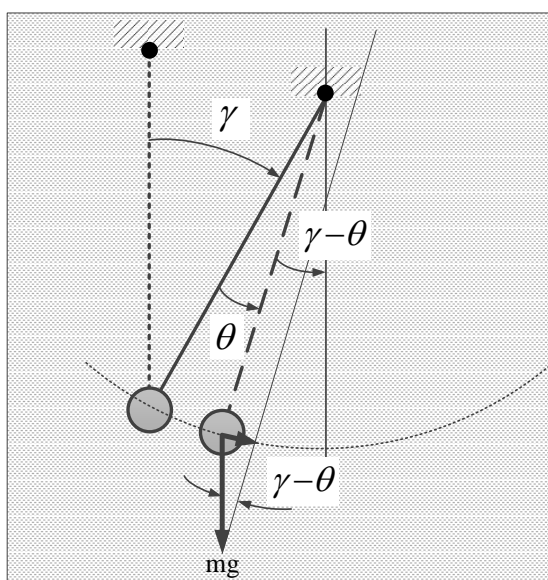


Рис. 4.3 Маятник с переменной точкой подвеса – простейшая модель ШЭП

Шар на невесомом нерастяжимом жестком стержне массой  $m$  находится в вязкой жидкой или газообразной среде. Точка подвеса отклоняется на угол  $\gamma$ . На шар начинает действовать сила, стремящаяся переместить его в новое положение равновесия. Если обозначить угол перемещения стержня относительно начального положения  $\theta$ , то тангенциальная составляющая веса шара, вызывающая ускорение будет равна:

$$F_{\text{танг}} = mg \cdot \sin(\gamma - \theta). \quad (4.15)$$

По мере перемещения маятника к новой точке устойчивого равновесия тангенциальное усилие уменьшается и в момент достижения этой



точки оказывается равным нулю. Маятник по инерции «проскакивает» точку устойчивого равновесия и движется дальше, знак тангенциального усилия меняется на обратный. Под действием тормозного усилия маятник затормаживается, а затем начинает двигаться в обратную сторону. Поведение ротора шагового двигателя при отработке шага, т.е. при поступлении фазового управляющего воздействия  $\gamma$  и неизменном амплитудном воздействии полностью аналогично поведению механического маятника (рис. 4.4).

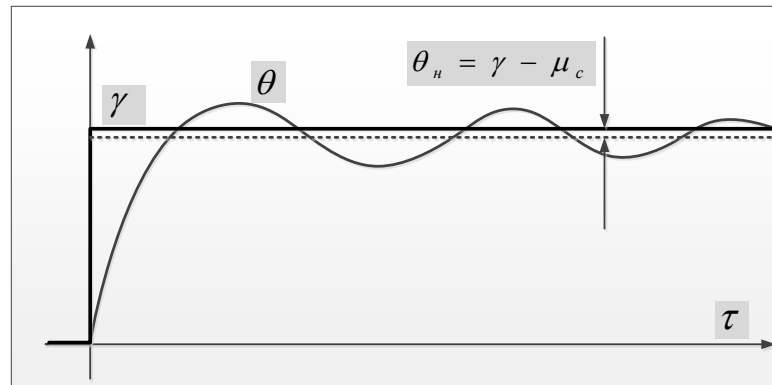


Рис. 4.4 Отработка одного шага

Шаг будет обрабатываться со статической ошибкой, зависящей от величины относительной нагрузки:

$$\theta_{\text{н акт}} = \arcsin \frac{\mu_c}{I_m^*}. \quad (4.16)$$

Ошибка отработки шага тем меньше, чем больше жесткость характеристики статического синхронизирующего момента двигателя. Если нагрузка носит реактивный характер (типа сухого трения), то ротор может остановиться в любой зоне около точки устойчивого равновесия:

$$-\arcsin \frac{\mu_c}{I_m^*} \leq \theta_{\text{н реак}} \leq +\arcsin \frac{\mu_c}{I_m^*}. \quad (4.17)$$

### 4.3. Аналогия – груз на пружине с переменной точкой закрепления

При электрическом шаге двигателя меньшем  $\pi/4$ , что возможно для многофазных двигателей, а также при электрическом дроблении шага, функция синуса с большой степенью точности может быть заменена его аргументом. Математическая модель шагового электропривода упрощается:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \delta \cdot \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_c(\omega_{эл}) = I_m^* \cdot (\gamma - \theta). \quad (4.18)$$

Если предположить, что управление шаговым двигателем осуществляется исключительно по каналу сдвига фазы вектора результирующего тока статора  $\gamma$ , а амплитуда вектора тока не меняется ( $I_m^* = 1$ ) и равна номинальной амплитуде, то модель ШЭП примет вид:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \delta \cdot \frac{d\theta}{d\tau} + \theta = \gamma - \mu_c. \quad (4.19)$$

Этому уравнению соответствует механическая модель, представляющая собой груз на пружине, помещенный в жидкую или газообразную среду. Точка закрепления груза сдвигается на расстояние, соответствующее шагу двигателя (рис. 4.5).

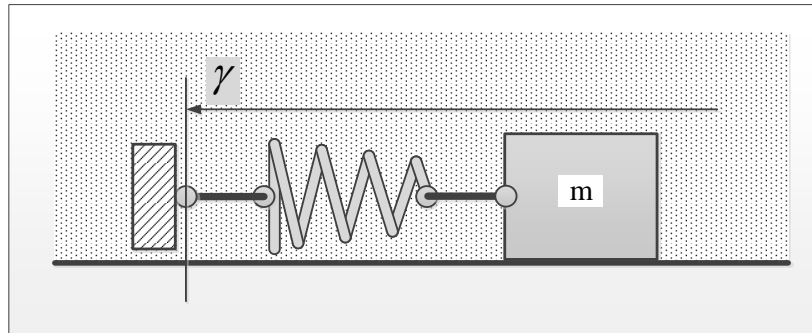


Рис. 4.5 Модель ШЭП – груз на пружине с переменной точкой закрепления

Как видно из уравнения (4.19) и переходного процесса на рис. 4.4, ротор двигателя обрабатывает программно заданное положение с установившейся ошибкой, которая определяется величиной и типом статической нагрузки:

$$\begin{cases} \theta_n = \mu_c - \text{для активной нагрузки;} \\ -\mu_c \leq \theta_n \leq +\mu_c - \text{для реактивной.} \end{cases} \quad (4.20)$$

Большинство шаговых электроприводов проектируется таким образом, чтобы относительное значение момента сопротивления не превышало 0,5–0,6. Это гарантирует, что каждый шаг будет обрабатываться с точностью не хуже плюс-минус один целый (конструктивный) шаг машины.

Если момент нагрузки реактивный, то статическая ошибка может быть любой внутри указанной выше зоны (4.20). С помощью специальных приемов управления, а именно, *вибрационного снятия трения*, ошибка обработки шага может быть полностью устранена. Суть вибрационного снятия трения состоит в том, что на текущее фазовое воздействие

накладывается модулирующий сигнал с частотой, в несколько раз превышающей собственную частоту колебаний ротора машины с присоединенной нагрузкой  $f_0$ . Это приводит к тому, что трение фактически снимается, и ротор машины как бы «сползает» в программно заданное положение. Разумеется, в этом случае частота управления не может быть большой. Для перемещения ротора в заданное положение потребуется определенное время.

Метод вибрационного снятия трения может применяться только в конечном положении ротора, в момент его фиксации.

Если момент статической нагрузки активный и его значение можно достаточно точно предсказать, то статическая ошибка может быть скомпенсирована программно.

#### **4.4. Разомкнутый шаговый электропривод как звено системы автоматического управления**

Итак, при малой величине шага в многофазных двигателях, а также для любых типов шаговых двигателей, работающих в структурах с электрическим дроблением шага, динамика поведения ротора ШД описывается уравнением:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + \delta \cdot \frac{d\theta}{d\tau} + \theta = \gamma - \mu_c. \quad (4.21)$$

Этому уравнению соответствует структурная схема ШЭП, изображенная на рис. 4.6. Предполагается, что используется только один канал управления – фазовое управление положением вектора результирующего тока статора.

Входному унитарному коду, поступающему на вход блока управления ШД, соответствует дельта-функция, поступающая на вход интегратора, коэффициент пропорциональной части которого равен текущему шагу машины (дробному или целому). На выходе интегратора получаем ступенчатую функцию, соответствующую фазовому управляющему воздействию  $\gamma$ . В сумматоре из этого воздействия вычитается момент статической нагрузки привода. Разность поступает на вход колебательного звена второго порядка. На выходе имеем текущее мгновенное положение ротора ШД.

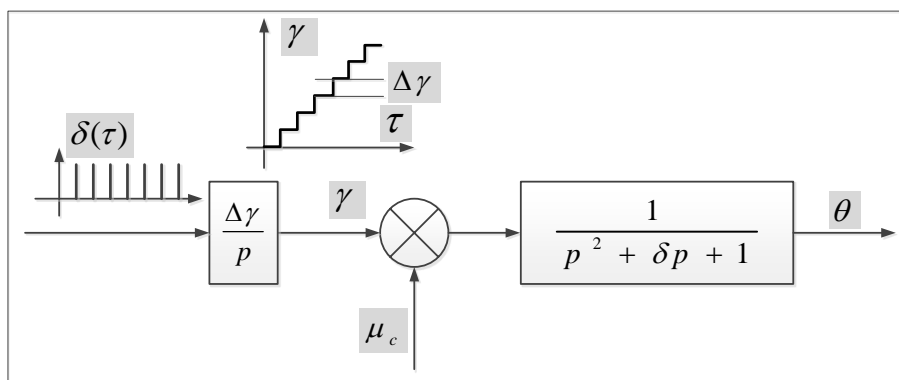


Рис. 4.6 Передаточная функция разомкнутого шагового электропривода

Таким образом, разомкнутый шаговый электропривод представляет собой *пороговый электромеханический интегратор*, выполняющий преобразование числа поданных входных импульсов в путь, а частоты этих импульсов – в среднюю скорость движения:

$$\omega_{\text{эл}}^{\text{ср}} = f_y \cdot \Delta\gamma. \quad (4.22)$$

Более точная модель должна учитывать свойства инвертора тока, имеющего постоянную времени  $T_{\mu}$ , отличную от нуля, а также электромагнитную постоянную времени фаз ШД. Первое приближение – замена входного интегратора инерционным звеном с эквивалентной электромагнитной постоянной времени  $T_{\text{эл}}$ .

#### 4.5. Аналогия – шарик на потенциальной поверхности

Итак, поведение шагового привода при обработке единичного шага описывается достаточно простыми математическими моделями. Еще одной такой моделью, которая может быть отнесена к энергетическим моделям, является *модель шарика на потенциальной поверхности*.

Рассмотрим уравнение кривой статического синхронизирующего момента при фиксированном значении амплитудного управляющего воздействия ( $I_m^* = 1$ ) и нулевом значении фазового управляющего воздействия  $\gamma = 0$ :

$$M_{\text{эм}} = M_{\text{max}} \cdot I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta) = M_{\text{max}} \cdot [-\sin(\theta)]. \quad (4.23)$$

Как видите, магнитное поле подобно обычной механической пружине создает противодействующий момент при выводе ротора из положения устойчивого равновесия. Ранее мы отмечали (см. главу 1), что силовые функции – это такие функции, которые действуют в *потенциальном поле*.

Найдем *потенциальную энергию ротора двигателя* вместе с присоединенными к нему массами при отклонении ротора от положения устойчивого равновесия на угол  $\theta$ , считая, что в положении устойчивого равновесия ротора значение потенциальной энергии равно нулю, а момент, выводящий ротор из положения равновесия, должен иметь знак, противоположный электромагнитному моменту машины:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{пот}} &= \int_0^{\theta_{\text{мех}}} -M_{\text{эм}}(\theta_{\text{мех}})d\theta_{\text{мех}} = \int_0^{\theta_{\text{мех}}} M_{\text{max}} \cdot \sin(\theta_{\text{мех}})d\theta_{\text{мех}} \\
 &= \frac{1}{p_{\text{п}}} M_{\text{max}} \int_0^{\theta_{\text{эл}}} \sin(\theta_{\text{эл}})d\theta_{\text{эл}} = \\
 &= \frac{1}{p_{\text{п}}} M_{\text{max}} \cdot [-\cos(\theta_{\text{эл}})] \Big|_0^{\theta_{\text{эл}}} = \frac{1}{p_{\text{п}}} M_{\text{max}} [1 - \cos(\theta_{\text{эл}})]. \quad (4.24)
 \end{aligned}$$

Таким образом, максимальное значение потенциальной энергии ротора численно равно:

$$W_{\text{пот max}} = \frac{2}{p_{\text{п}}} M_{\text{max}}. \quad (4.25)$$

Оно достигается при отклонении ротора от положения устойчивого равновесия на электрический угол  $\pm\pi$ . Ротор можно представить себе в виде шарика, расположенного на потенциальной поверхности (рис. 4.7). Шарик всегда стремится попасть на «дно потенциальной ямы», где значение потенциальной энергии будет равно нулю.

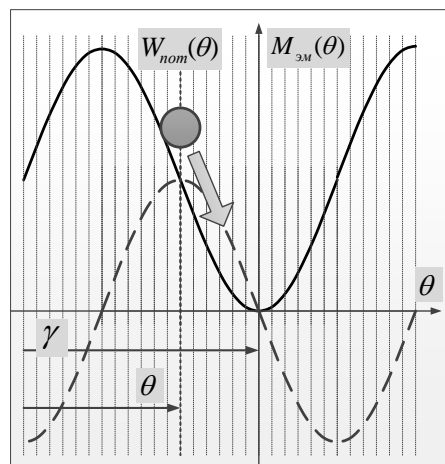


Рис. 4.7 Модель разомкнутого ШЭП – шарик на потенциальной поверхности

При подаче фазового управляющего воздействия кривая статического синхронизирующего момента, а также потенциальная поверхность перемещаются. Шарик как бы приобретает определенный запас потенциальной энергии, стремясь совершить механическую работу при перемещении в новую точку устойчивого равновесия (в новую «потенциальную яму»).

#### 4.6. Частота приемистости

Если управляющие воздействия на шаговый электропривод поступают относительно медленно, то программно заданное положение ротора воспроизводится. Применительно к модели привода, рассмотренной в предыдущем параграфе, шарик постоянно находится в области, близкой к «потенциальной яме» – ротор ШД не *выпадает из синхронизма*.

Если частота управляющих импульсов слишком велика, в какой-то момент времени шарик «взберется на вершину потенциальной поверхности» и скатится в соседнюю «потенциальную яму» – произойдет выпадение ротора из синхронизма.

Оценим максимальную скорость ротора (шарика), находящегося на дне потенциальной ямы, при которой в данном электрическом состоянии (потенциальная поверхность неподвижна) шарик не выйдет за пределы текущего электрического состояния – полюсного деления ( $\pm\pi$ ).

Кинетическая энергия ротора двигателя вместе с присоединенными массами на скорости относительно неподвижной потенциальной поверхности равна:

$$W_{\text{кин}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{мех отн}}^2}{2}. \quad (4.26)$$

Она не может превысить максимального значения потенциальной энергии (4.24):

$$J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{мех отн}}^2}{2} \leq \frac{2}{p_{\text{п}}} M_{\text{max}}. \quad (4.27)$$

Таким образом, относительная скорость ротора по отношению к магнитному полю статора, во избежание выпадения из синхронизма, должна быть ограничена значением:

$$\omega_{\text{мех отн доп}} = \pm 2 \sqrt{\frac{M_{\text{max}}}{p_{\text{п}} J_{\Sigma}}}. \quad (4.28)$$

Рассмотрим процесс пуска шагового электропривода с постоянной допустимой частотой управляющих импульсов (постоянной допустимой скоростью перемещения магнитного поля статора – потенциальной поверхности).

Эта скорость называется *скоростью приемистости*  $\omega_{\text{пр мех}}$ , а частота управляющих импульсов, соответствующая этой скорости – *частотой приемистости*  $f_{\text{пр}}$ . Движение потенциальной поверхности с некоторой скоростью эквивалентно движению ротора-шарика в противоположном направлении. Он как бы «забирается» на вершину потенциальной поверхности и одновременно «скатывается» в потенциальную яму. Если скорость поля будет равна  $\omega_{\text{мех отн доп}}$ , то ротор-шарик поднимется на вершину потенциальной поверхности. Это и есть предельная скорость ШД, называемая скоростью приемистости.

Таким образом, максимально возможное значение механической скорости приемистости без учета момента статической нагрузки привода (на холостом ходу) при управлении от качественного инвертора тока равно:

$$\omega_{\text{пр мех } xx} = 2 \sqrt{\frac{M_{\text{max}}}{p_{\text{п}} J_{\Sigma}}}. \quad (4.29)$$

Скорость приемистости в каталогах для удобства пользователей часто указывается в оборотах в минуту:

$$n_{\text{пр } xx} = \frac{30}{\pi} \omega_{\text{пр мех } xx} = \frac{60}{\pi} \sqrt{\frac{M_{\text{max}}}{p_{\text{п}} J_{\Sigma}}} \quad (4.30)$$

Частота приемистости, Гц, будет зависеть от фактического значения электрического шага, дробного или целого:

$$f_{\text{пр } xx} = \frac{\omega_{\text{пр мех } xx}}{\alpha_{\text{мех}}[\text{рад}]} = \frac{\omega_{\text{пр мех } xx} \cdot 180}{\alpha_{\text{мех}}[^\circ] \cdot \pi} = \frac{6 \cdot n_{\text{пр}} \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right]}{\alpha_{\text{мех}}[^\circ]} \quad (4.31)$$

Обратите внимание, что коэффициент дробления шага теоретически не влияет на скорость приемистости, она остается практически постоянной. На самом деле с ростом коэффициента дробления шага скорость приемистости несколько возрастает, что связано с уменьшением дискретности ввода фазового управляющего воздействия. Естественно, что частота приемистости возрастает пропорционально коэффициенту дробления шага.

В общем случае кроме частоты приемистости при пуске вводится также понятие *частоты приемистости при торможении и при реверсе*. Значения этих параметров существенно зависят от типа нагрузки и качества блока управления ШД. С ростом внешнего вязкого трения частота

приемистости падает. Такой же эффект возникает при увеличении демпфирующей способности самого привода, когда коэффициент форсировки невелик и привод работает не от инвертора тока, а от инвертора напряжения.

Некоторые производители шаговых двигателей приводят в каталогах кривые зависимостей частот приемистости при разгоне, торможении и реверсе от внешней нагрузки и ее типа. Эти данные позволяют оценить возможный частотный диапазон работы разомкнутого шагового электропривода.

### Пример 1

Биполярный двухфазный ШД гибридного типа фирмы Oriental Motors стандартного исполнения РК268 DA имеет следующие параметры:  $M_{\max} = 1,75$  Н·м;  $p_{\Pi} = 50$ ;  $J_{\text{рот}} = 48 \cdot 10^{-6}$  кг·м<sup>2</sup>;  $\alpha_{\text{мех}} = 1,8^{\circ}$ . Требуется оценить скорость и частоту приемистости в целых шагах.

$$n_{\text{пр хх}} = \frac{60}{\pi} \sqrt{\frac{M_{\max}}{p_{\Pi} J_{\Sigma}}} = \frac{60}{\pi} \sqrt{\frac{1,75}{50 \cdot 48 \cdot 10^{-6}}} = 515,72 \frac{\text{об}}{\text{мин}},$$

$$f_{\text{пр хх}} = \frac{6 \cdot n_{\text{пр}} \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right]}{\alpha_{\text{мех}} [^{\circ}]} = \frac{6 \cdot 515,72}{1,8} = 1720 \text{ Гц}.$$

В соответствии с динамическими характеристиками этого двигателя, приведенными в каталоге фирмы (см. главу 13), скорость приемистости равна 480 об/мин (при напряжении питания 24 В) и 560 об/мин (при напряжении питания 48 В), что близко к полученной выше теоретической оценке. Совпадает и значение частоты приемистости при управлении целыми шагами.

### Пример 2

Для ШД из примера 1 оценить параметры упрощенной модели ШЭП, в том числе круговую частоту собственных колебаний ротора ШД, частоту и период собственных колебаний, безразмерный коэффициент демпфирования и электромеханическую постоянную времени.

1. Круговая частота собственных колебаний ротора ШД без нагрузки, 1/с:

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{p_{\Pi} \cdot M_{\max}}{J_{\Sigma}}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 1,75}{48 \cdot 10^{-6}}} = 1350,1.$$

2. Частота собственных колебаний, Гц:



$$f_0 = \frac{\Omega_0}{2\pi} = 214,9.$$

3. Период собственных колебаний, с:

$$T_0 = 0,00465.$$

4. В соответствии с каталожными данными максимальная рабочая скорость двигателя не превышает 3000 об/мин. Оценим предельно допустимую скорость холостого хода несколько выше  $n_{\text{мех пр}} = 4000$  об/мин, считая, что весь электромагнитный момент ШД при этом расходуется на преодоление суммарного вязкого трения. Тогда:

$$k_{\text{в.т.}} = \frac{M_{\text{max}}}{\omega_{\text{мех пр}}} = \frac{M_{\text{max}}}{\frac{\pi}{30} \cdot n_{\text{мех пр}}} = \frac{1,75 \cdot 30}{\pi \cdot 4000} = 0,00418.$$

5. Безразмерный коэффициент суммарного демпфирования:

$$\delta = \frac{k_{\text{в.т.}} \cdot \Omega_0}{p_{\text{п}} \cdot M_{\text{max}}} = \frac{0,00418 \cdot 1350,1}{50 \cdot 1,75} = 0,0645.$$

6. Электромеханическая постоянная времени:

$$T_m = \frac{1}{\delta \Omega_0} = \frac{1}{0,0645 \cdot 1350,1} = 0,01149 \text{ с} = 11,48 \text{ мс}.$$

7. Механическая предельная скорость, рад/с:

$$\omega_{\text{мех пр}} = \frac{M_{\text{max}}}{k_{\text{в.т.}}} = \frac{1,75}{0,00418} = 418,7.$$

#### 4.7. Простые компьютерные модели шагового электропривода

##### 4.7.1. Зона скоростей до приемистости

Это один из главных режимов работы, который используется в диапазоне низких скоростей. Двигатель выходит на любую заданную скорость без выпадения из синхронизма и в среднем обрабатывает нужное задание по скорости (*режим синхронного вращения* на фиксированной частоте управляющих импульсов) и положению.

Компьютерная модель ШЭП в пакете MATLAB Simulink для этого режима работы при большом коэффициенте дробления шага, когда дискретностью в формировании фазового управляющего воздействия можно пренебречь, показана на рис. 4.8. Она полностью соответствует уравнениям (4.6) и структуре привода на рис. 4.1.

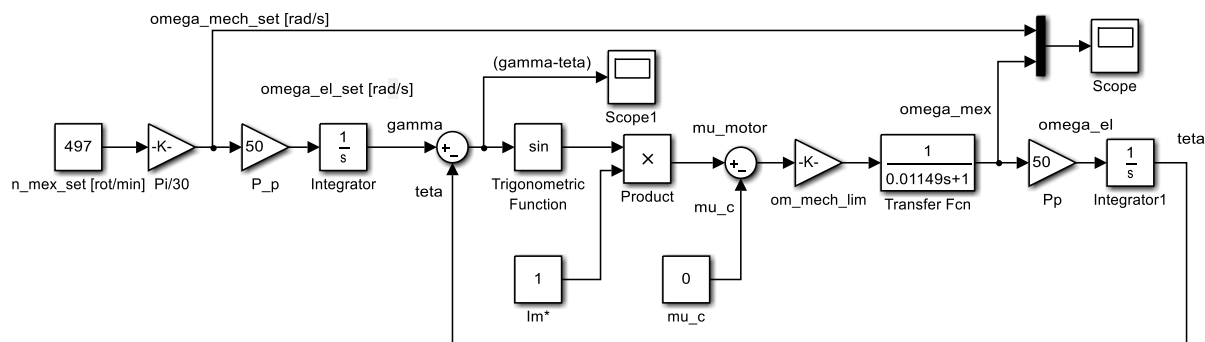


Рис. 4.8 Модель режима синхронного вращения ротора ШД

### Комментарий

- 1) Требуемая средняя механическая скорость вращения ротора в [об/мин] сначала преобразуется в механическую скорость в [рад/с], а затем, с учетом числа пар полюсов, – в требуемую электрическую скорость в [рад/с];
- 2) После операции интегрирования получаем мгновенное значение фазового управляющего воздействия  $\gamma$ ;
- 3) Вычитание из  $\gamma$  текущего электрического положения ротора  $\theta$  дает мгновенную динамическую ошибку  $(\gamma - \theta)$ , на основе которой рассчитывают электромагнитный момент двигателя:

$$\mu_{дв} = I_m^* \sin(\gamma - \theta). \quad (4.31)$$

- 4) С учетом статического момента сопротивления  $\mu_c$  (в примере он активный), предельной механической скорости  $\omega_{мех пр}$  и электромеханической постоянной времени двигателя  $T_{эм}$  рассчитывается мгновенная механическая скорость  $\omega_{мех}$  в [рад/с] с использованием передаточной функции инерционного звена:

$$W(p) = \frac{\omega_{мех пр}}{T_{эм}p + 1}. \quad (4.32)$$

- 5) Фактическая механическая скорость с учетом числа пар полюсов ШД преобразуется в фактическую электрическую скорость  $\omega_{эл}$ , интегрирование которой дает электрическое положение ротора  $\theta$ .
- 6) Регистрируются механическая заданная и фактическая скорость ротора, а также динамическая ошибка.
- 7) Модуль мультиплексора позволяет на одном графике отобразить и заданную и фактическую скорости.

#### 4.7.2. Определение скорости приемистости по модели

Задаем требуемую скорость вращения ротора ШД скачком и наблюдаем за тем, втягивается ли двигатель в синхронизм. Если да, то продолжаем увеличивать задание. Максимальная скорость, при которой двигатель еще не выпадает из синхронизма, будет скоростью приемистости. На рис. 4.9 показана работа ШД на скорости до приемистости, на границе скорости приемистости и при выпадении двигателя из синхронизма.

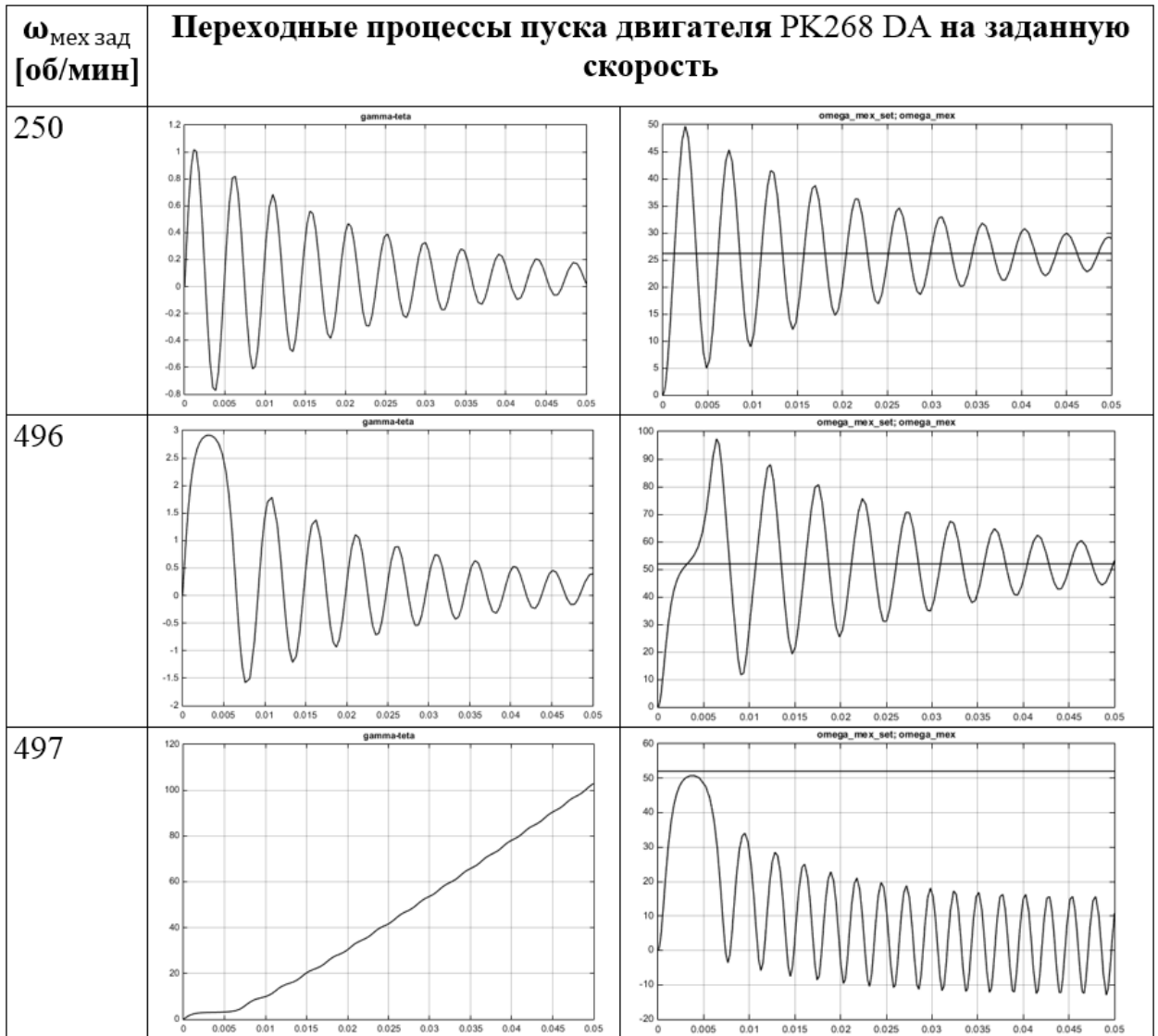


Рис. 4.9 Определение скорости приемистости по модели ШЭП

#### Выводы

1. Частота собственных колебаний и период собственных колебаний соответствуют расчетным.
2. Частота приемистости близка к частоте, указанной в каталоге двигателя
3. Динамическая ошибка, при которой двигатель может потерять устойчивость:  $\pm\pi$ .

### 4.7.3. Влияние степени электрического дробления шага на качество движения

В реальных системах управления ШД величина шага равна либо конструктивному шагу, зависящему от способа коммутации фаз, либо дробному шагу, зависящему от коэффициента дробления шага. Это приводит к тому, что фазовое управляющее воздействие вводится *дискретно* и вызывает дополнительную колебательность. В модели на рис. 4.6 степень дробления шага можно учесть включением дополнительного блока «квантователя» фазового управляющего воздействия  $\gamma$  (рис. 4.10).

Для двухфазных ШД целый электрический шаг определяется числом электрических состояний вектора тока на полюсном делении машины. Для симметричных режимов коммутации  $n_{эл} = 4$  и  $\alpha_{эл\text{ цел}} = \pi/2$ . Следовательно, если установить уровень квантования фазового управляющего воздействия равным  $\pi/2$ , получим модель управления ШД с целым конструктивным шагом, если меньше – с дробным шагом. В табл. 4.1 приведены зависимости уровня квантования от коэффициента дробления шага.

Таблица 4.1 Уровень квантования фазового управляющего воздействия от коэффициента дробления шага

| $k_{\text{дроб}}$ | 1       | 2       | 4       | 8        | 16       | 32       |
|-------------------|---------|---------|---------|----------|----------|----------|
| $\Delta\gamma$    | $\pi/2$ | $\pi/4$ | $\pi/8$ | $\pi/16$ | $\pi/32$ | $\pi/64$ |

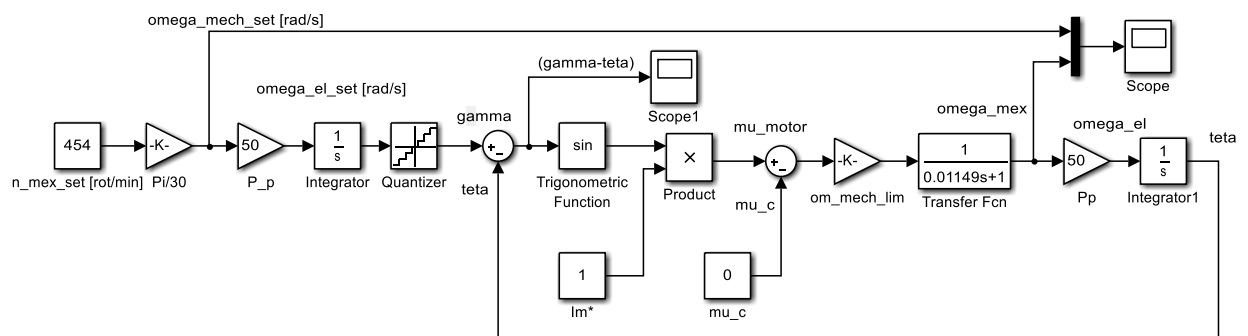


Рис. 4.10 Учет величины электрического шага с помощью блока «квантователя»

### Комментарий

Блок «квантователя» выполняет дискретизацию входного непрерывного сигнала по уровню, имитируя очередной импульс управления, подаваемый на вход разомкнутого шагового привода. Частота управляющих импульсов косвенно определяется заданной выходной механической скоростью.

Качество отработки задания скорости улучшается с ростом коэффициента дробления шага. При этом режим микрошагового управления с коэффициентом дробления большим четырех, приближается по качеству переходного процесса к режиму непрерывного управления ( $k_{др} \rightarrow \infty$ ).

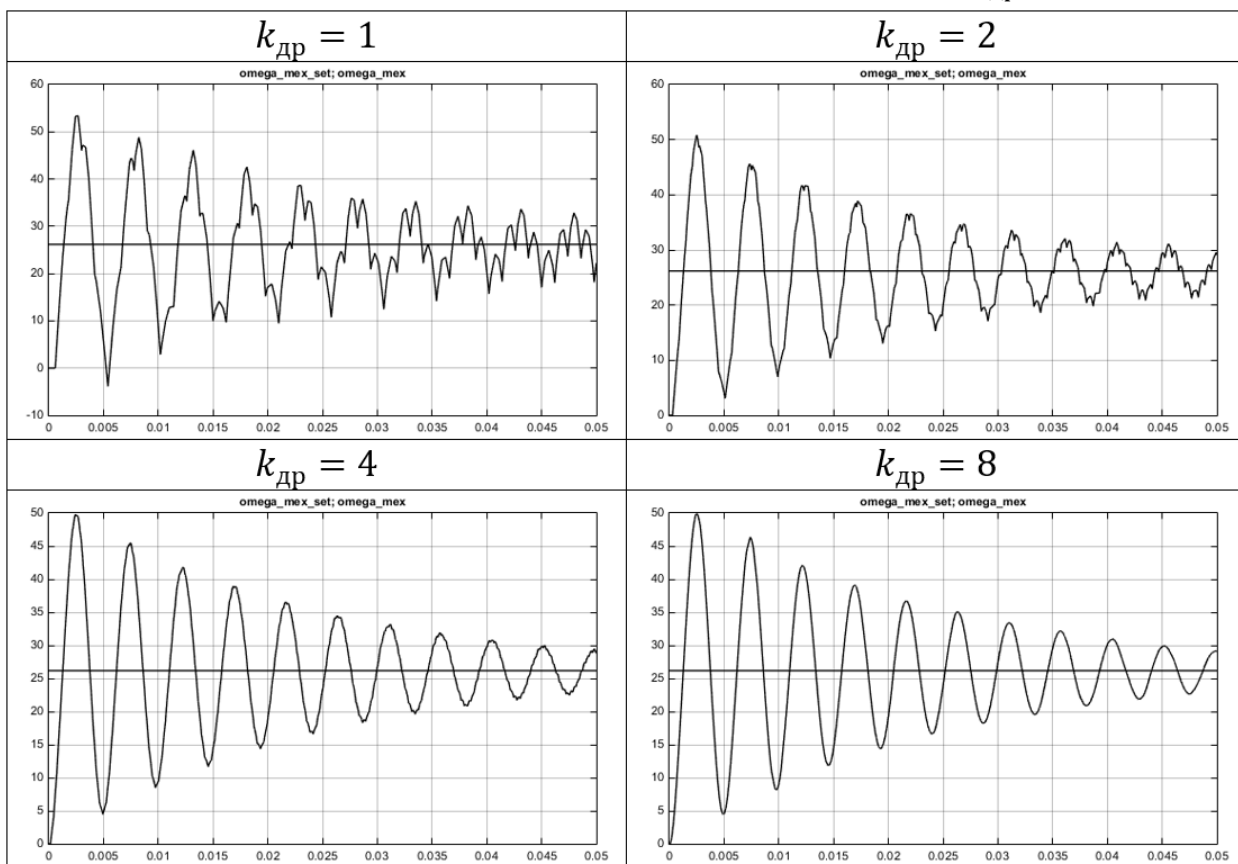


Рис. 4.11 Отработка задания скорости 250 об/мин при разных коэффициентах дробления шага

На рис. 4.11 показаны переходные процессы отработки задания скорости 250 об/мин с разными коэффициентами дробления шага. Видно, что уже при коэффициенте дробления шага, равном четырем дискретность ввода управляющих воздействий практически перестает сказываться, а колебательность переходного процесса определяется собственной частотой колебаний привода и может быть снижена за счет внешнего или внутреннего принудительного демпфирования.

Модель на рис. 4.10 позволяет исследовать также влияние коэффициента дробления шага на частоту приемистости. Мы уже отмечали, что в отличие от частоты приемистости, скорость приемистости почти не зависит от степени дробления шага. Тем не менее, из-за увеличения дискретности ввода управляющего воздействия она падает с уменьшением коэффициента дробления. Так, при целом шаге и холостом ходе скорость приемистости снижается с 496 об/мин до 454 об/мин (на 8,5 %). Более

подробно зависимости скорости и частоты приемистости от параметров двигателя, системы управления и нагрузки рассматриваются в главе [13](#))

#### 4.7.4. Программный разгон/торможение

Скорость приемистости соответствует лишь малой начальной части возможного скоростного диапазона ШД. Двигатель может работать на существенно больших скоростях, в несколько раз превышающих скорость приемистости, если использовать механизм постепенного увеличения/уменьшения задания скорости. При этом задание скорости может меняться как дискретно (ступенчато), так и непрерывно. В первом случае величина мгновенного приращения задания управляющей частоты/скорости ( $\Delta f_y$  или  $\Delta \omega_{зад}$ ) должна быть меньше значения частоты/скорости приемистости, а во втором случае должен быть ограничен темп изменения управляющей частоты/скорости ( $\frac{df_y}{dt}$  или  $\frac{d\omega_{зад}}{dt}$ ).

Модифицируем модель рис. [4.10](#), включив в нее вместо источника постоянной заданной скорости *источник ступенчатого задания скорости* – Stair Generator. Параметрами этого блока определяется последовательность заданий выходной механической скорости, генерируемых в заданные моменты времени (рис. [4.12](#), где (показана только измененная часть модели).

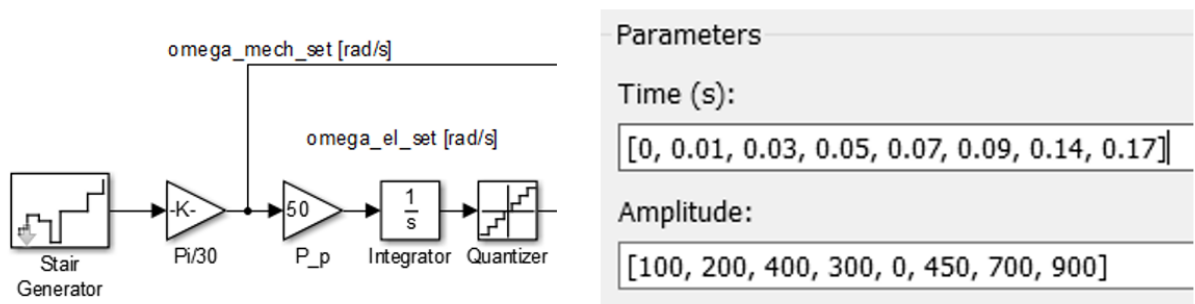


Рис. 4.12 Генератор ступенчатого задания выходной скорости и его параметры

Каждому отсчету времени в секундах соответствует заданная выходная скорость ротора ШД в оборотах в минуту. В модели сохраняется возможность установки коэффициента дробления шага и задания величины статической нагрузки. На рис. [4.13](#) показана осциллограмма отработки ступенчатого задания скорости при  $k_{др} = 16$  и активной нагрузке  $\mu_c = 0,2$ .

На рис. [4.13](#) два последних задания скорости превышают скорость приемистости. Тем не менее, выход на высокие скорости не сопровождается выпадением двигателя из синхронизма, так как величины дискретных приращений меньше скорости приемистости.

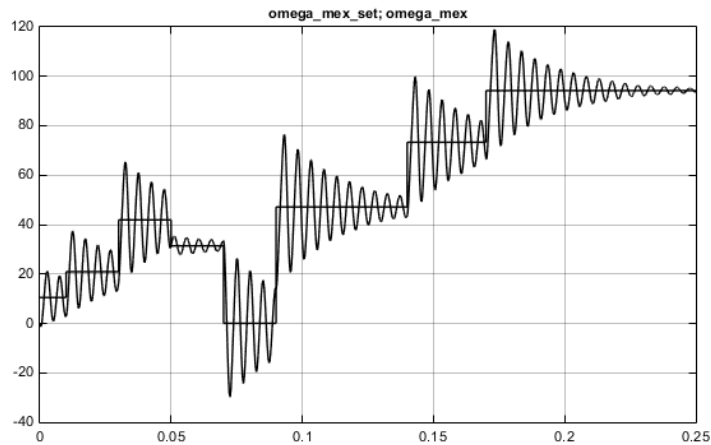


Рис. 4.13 Обработка шаговым приводом ступенчатого задания выходной скорости

На практике модули программного разгона/торможения представляют собой задатчики интенсивности, формирующие оптимальный профиль траектории разгона/торможения (линейный, экспоненциальный, S-образный с дополнительным ограничением рывка и т.д.), гарантирующий устойчивость привода во всем скоростном диапазоне.

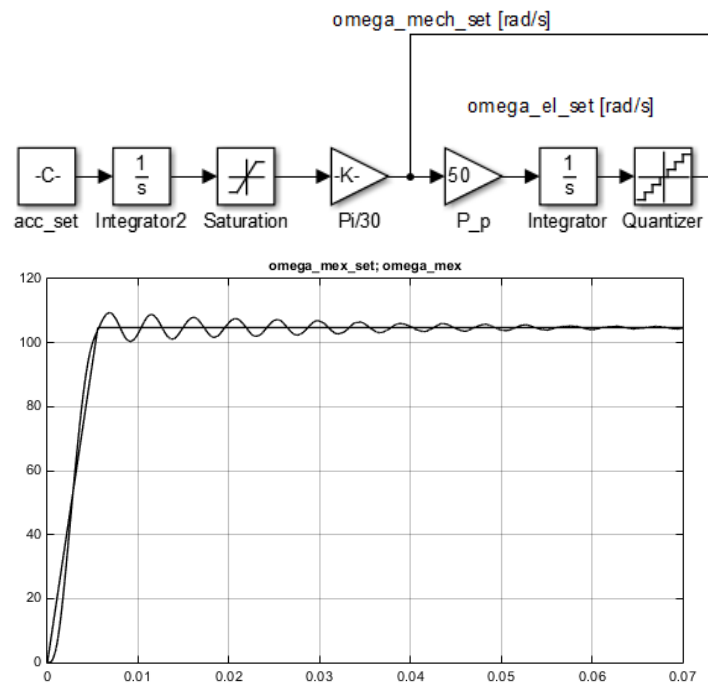


Рис. 4.14 Разгон ШД с линейным задатчиком интенсивности

Модифицируем компьютерную модель привода, включив в нее простейший линейный задатчик интенсивности на базе блока задания величины ускорения, интегратора и звена насыщения, ограничивающего максимальное задание скорости. На рис. 4.14 показана измененная часть модели и переходный процесс пуска ШД на скорость 1000 об/мин, превышающую скорость приемистости в 2 раза.

## Выводы

- 1) При наличии в составе системы управления блока программируемого разгона/торможения, шаговый двигатель может работать на скоростях в несколько раз превышающих скорость приемистости.
- 2) Представленная в этой главе модель ШЭП предполагает управление двигателем от идеального инвертора тока, сохраняющего свои свойства во всем диапазоне скоростей. На практике идеальных инверторов тока нет, поэтому необходимо учитывать реальные ограничения как по структуре инвертора, так и по напряжению питания.

### 4.7.5. Отработка единичного шага

Для анализа качества отработки единичного шага (целого или дробного) достаточно в компьютерной модели сформировать постоянное значение фазового управляющего воздействия  $\gamma$ , равное величине шага. При работе с конструктивным шагом это будет  $\pi/2$  (рис. 4.15). Модель позволяет оценить величину статической ошибки в зависимости от относительного момента нагрузки.

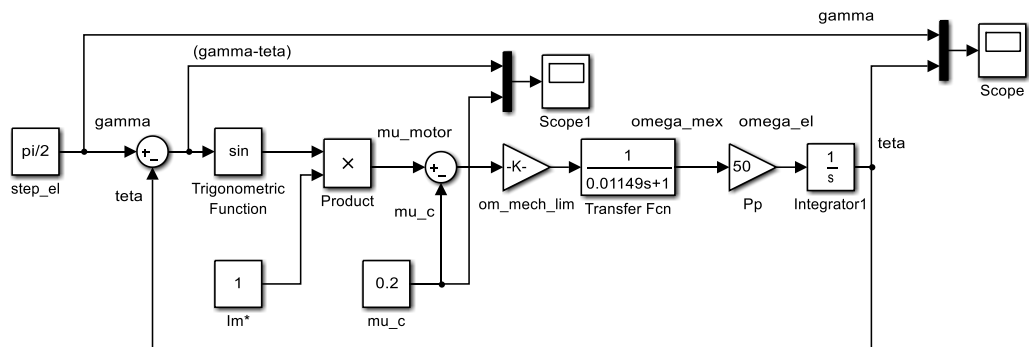


Рис. 4.15 Модель для исследования качества отработки шага при активной нагрузке

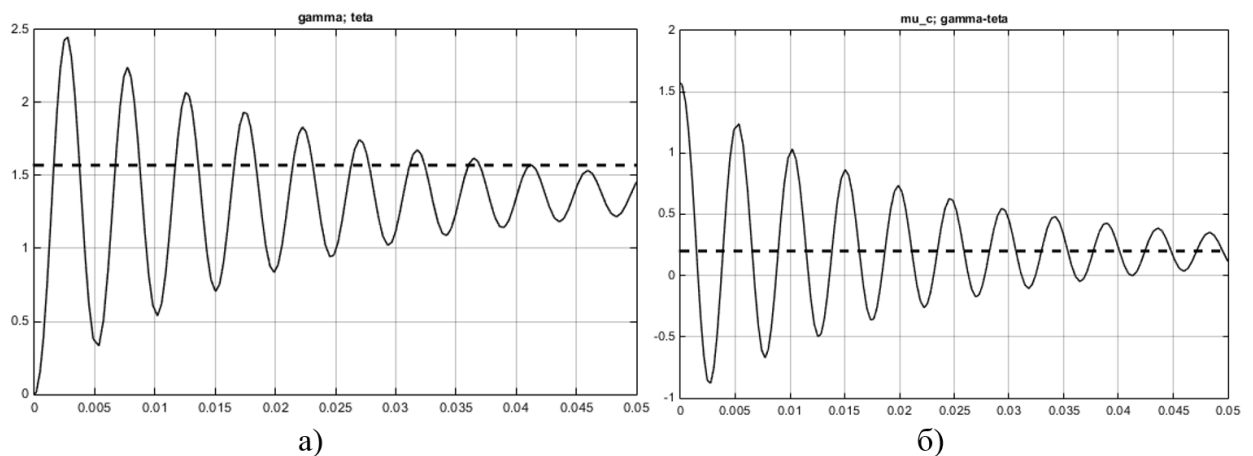


Рис. 4.16 Отработка целого шага при  $\mu_c = 0,2$



Заданное значение фазового управляющего воздействия  $\pi/2$  (пунктирная линия на рис. 4.16, а) обрабатывается с колебаниями на частоте собственных колебаний привода со статической ошибкой в соответствии с уравнением

$$\theta_{\text{н акт}} = \arcsin\left(\frac{\mu_c}{I_m^*}\right) = \arcsin(0,2) = 0,201.$$

При этом установившееся значение динамической ошибки в точности равно относительному моменту сопротивления (рис. 4.16, б).

Для исследования качества отработки шага при реактивной нагрузке модель должна быть скорректирована (рис. 4.17).

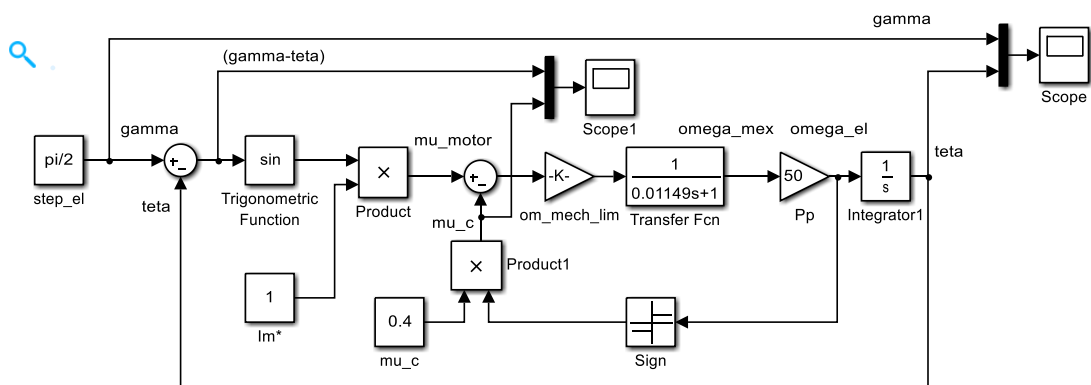


Рис. 4.17 Модель для нагрузки реактивного типа

Реактивный момент нагрузки – это момент типа «сухого трения», который меняет направление в зависимости от знака скорости, обеспечивая значительное демпфирование колебаний в шаговом электроприводе. На рис. 4.18 показана отработка целого шага при  $\mu_c = 0,4$ .

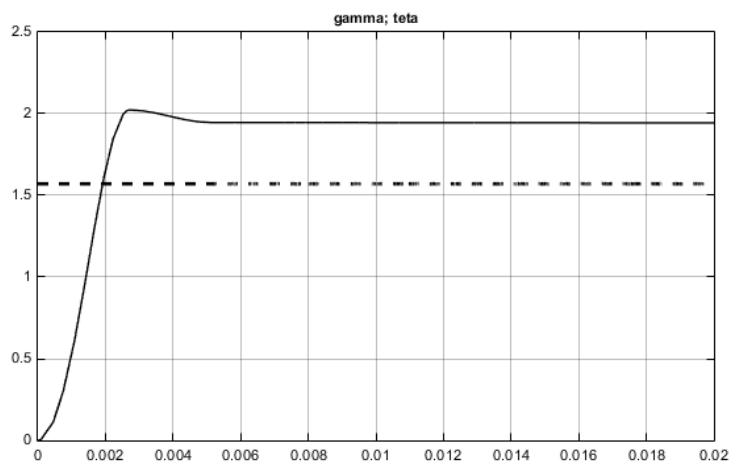


Рис. 4.18 Осциллограмма отработки целого шага при реактивной нагрузке

Статическая ошибка обработки шага (4.17) может быть как положительной, так и отрицательной, в зависимости от точки входа ротора в зону нечувствительности  $\pm 0,41$ :

$$-\arcsin \frac{0,4}{1} \leq \theta_{\text{н реак}} \leq +\arcsin \frac{0,4}{1}.$$

В данном примере имеем перерегулирование по положению при обработке шага.

#### 4.7.6. Старт-стопное управление на шаге

Существует большое число устройств, в которых статическая и инерционная нагрузка являются строго детерминированными, а колебания при обработке шага нежелательны, например, проекционные аппараты, лентопротяжные механизмы и др. В этом случае используют алгоритмы оптимального по быстродействию управления, когда на один входной импульс формируются три импульса управления: «Вперед», «Назад», «Вперед». Первый импульс создает ускоряющий момент, второй – тормозной, а третий – фиксирующий. Импульсы формируются в функции времени в зависимости от параметров двигателя и нагрузки. Модель старт-стопного управления при активном характере нагрузки представлена на рис. 4.19. В качестве задающего устройства применяется генератор ступенчатого сигнала, параметры которого указаны на рис. 4.19, б.

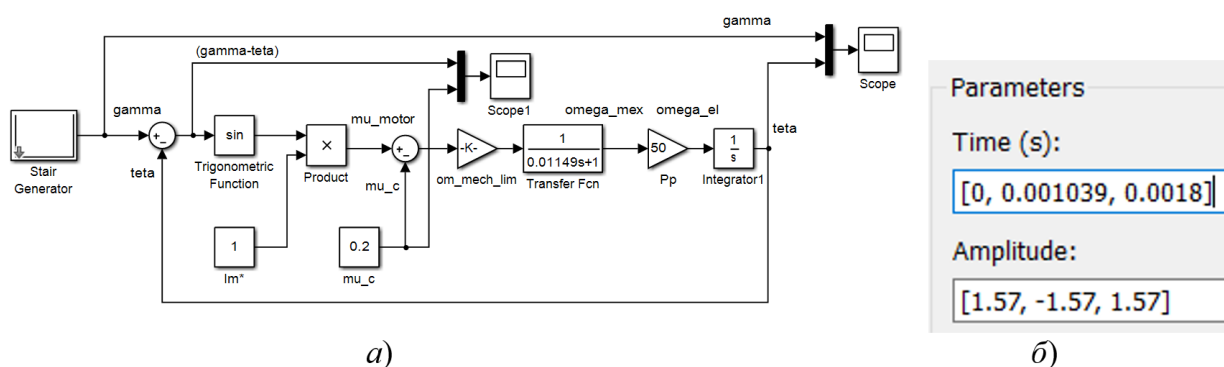


Рис. 4.19 Модель старт-стопного управления на шаге (а) и ее параметры (б)

Оптимизация времен подачи управляющих импульсов позволяет получить управление на шаге близкое к оптимальному (рис. 4.20). В момент подачи импульса фиксации конечного электрического состояния динамическая ошибка примерно равна моменту статического сопротивления, и последующие колебания минимизируются (сравните с рис. 4.16).

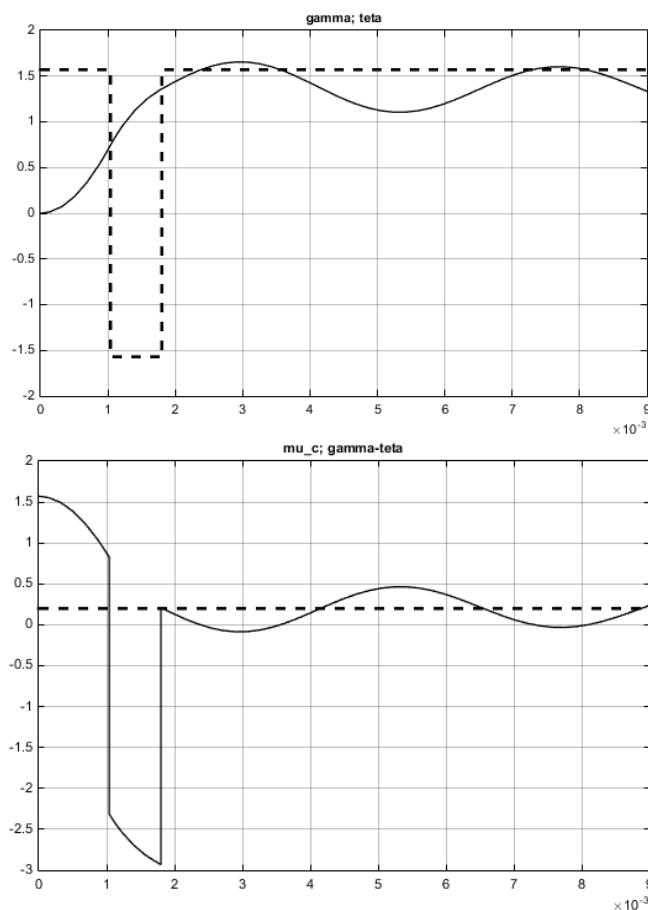


Рис. 4.20 Отработка целого шага в старт-стопном режиме управления

### Выводы по главе

1. Представленные в главе простые модели шагового электропривода позволяют сделать первые оценки правильности выбора двигателя и исследовать возможные режимы его работы в разомкнутых структурах управления.
2. Оценка частоты приемистости, полученная аналитически, совпадает с оценкой, полученной при исследовании компьютерной модели привода.
3. Скоростной диапазон гарантированно устойчивого разомкнутого ШЭП определяется скоростью приемистости. Возможно его повышение в несколько раз за счет технологии программного разгона/торможения.
4. Уменьшить колебательность, присущую разомкнутому шаговому электроприводу в зоне низких частот, можно за счет старт-стопного управления, которое реализуется при детерминированном характере нагрузки.

### Контрольные вопросы

1. В каком случае при оценке скорости приемистости допустимо пользоваться понятием потенциальной энергии ротора ШД?

2. Почему скорость приемистости почти не зависит от коэффициента дробления шага?
3. Как объяснить, что частота приемистости практически пропорциональна коэффициенту дробления шага?
4. Приведите пример устройств, в которых можно применить технологию старт-стопного управления на шаге.

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 5. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ БЛОКОВ УПРАВЛЕНИЯ ШД/ВД

|        |   |     |
|--------|---|-----|
| 5.1.   | Типы используемых силовых ключей .....  | 118 |
| 5.2.   | Обобщенная структура силового преобразователя.....                              | 119 |
| 5.3.   | Принцип работы DC/DC- преобразователя .....                                     | 121 |
| 5.4.   | Простейший коммутатор для управления униполярными двигателями ...<br>.....      | 122 |
| 5.5.   | Импульсная форсировка .....   | 123 |
| 5.6.   | Инвертор напряжения с входным DC/DC преобразователем.....                       | 124 |
| 5.7.   | Полумостовые инверторы для ШД/ВД с униполярным питанием фаз                     | 126 |
| 5.8.   | Мостовые инверторы для биполярного питания фаз ШД/ВД .....                      | 129 |
| 5.9.   | ШИМ–преобразователи напряжения (инверторы напряжения).....                      | 130 |
| 5.9.1. | Принцип действия ШИМ-генератора .....   | 130 |
| 5.9.2. | Модель ШИМ-генератора в MATLAB Simulink .....                                   | 133 |
| 5.9.3. | Управление однофазными униполярными инверторами<br>напряжения .....             | 134 |
| 5.9.4. | Управление однофазными униполярными инверторами на<br>двойной частоте ШИМ ..... | 136 |
| 5.9.5. | Управление однофазными биполярными инверторами.....                             | 137 |
| 5.10.  | Защита инвертора напряжения от сквозного тока .....                             | 138 |
| 5.11.  | Работа биполярного мостового инвертора на однофазную нагрузку                   | 139 |

Блок управления шаговым или вентильным двигателем состоит из электронного силового преобразователя с собственной системой управления (возможно, микропроцессорной) и контроллера электропривода, который чаще всего также является микропроцессорным устройством и совмещает в себе функции управления, как силовым преобразователем, так и приводом в целом. Иногда для блока управления используется термин драйвер ШД или драйвер ВД, а в самом простейшем случае – коммутатор.

В качестве электронного преобразователя применяются либо инверторы напряжения, либо инверторы тока. В последнее время преимущественное применение получили именно инверторы тока, как устройства, обеспечивающие качественное управление фазными токами и, соответственно, электромагнитным моментом ШД/ВД. В двух текущих главах мы рассмотрим особенности схемотехники инверторов, а также их передаточные функции, необходимые при синтезе систем управления ШД/ВД более высокого уровня.

Контроллер электропривода, как правило, реализует не только функции управления инвертором, но и функции обеспечения требуемого режима работы привода (например, микрошаговое управление ШД, векторное управление ВД), а также ряд дополнительных функций: интерфейс с системой управления более высокого уровня, обеспечение безопасной работы, защита оборудования и персонала.

### **5.1. Типы используемых силовых ключей**

В инверторах напряжения и тока используются различные электронные приборы. В качестве силовых ключей при малых и средних мощностях применяются биполярные и полевые транзисторы, а при больших мощностях – биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT (Insulated-gate bipolar transistor).

Основные недостатки биполярных транзисторов: большой ток базы, необходимый для включения; медленный процесс запираания – токовый «хвост», ограничивающий частоту переключений силового ключа.

Эти недостатки преодолены в полевых транзисторах (по технологии МОП, металл-окисел-полупроводник, от англ. MOSFET). Они управляются не током, а напряжением, имеют высокую частоту переключения до сотен кГц. Особенность полевых транзисторов в том, что два его основных электрода исток и сток могут быть взаимозаменяемыми. Это означает, что направление тока через полевой транзистор может быть любым, достаточно лишь подать нужное управляющее напряжение на затвор.

IGBT-транзисторы сочетают в себе преимущества биполярного транзистора (малое падение напряжения на ключе в открытом состоянии) и полевого транзистора (энергоэффективное управление). Изолированный затвор IGBT позволяет создавать предварительные усилители (называемые драйверами силовых ключей) с большим входным сопротивлением и низкой потребляемой мощностью.

Современная электронная промышленность выпускает как отдельные силовые ключи, в том числе с обратным диодом, так и силовые сборки (модули), состоящие из двух силовых ключей (из одной стойки) для разнополярных и униполярных инверторов, силового ключа и последовательно включённого с ним диода (для униполярных инверторов), силовых модулей в виде двухфазных или трехфазных полных мостов, а также интеллектуальных силовых модулей, содержащих в своем составе не только силовые ключи, но и драйверы ключей, необходимые элементы защиты, а иногда и выпрямительные мосты, а также ключи «слива» энергии

торможения в дополнительные тормозные резисторы. Интеллектуальные модули имеют прямой интерфейс с микроконтроллерными системами управления. Среди мировых лидеров в области силовой электроники такие известные фирмы, как International Rectifier и Mitsubishi.

В области шаговых и вентильных приводов малой мощности в основном применяются полевые транзисторы, а также интегрально-гибридные силовые микросхемы, имеющие в своем составе силовой преобразователь, его систему управления, а также полный спектр защит и необходимых интерфейсов (см. главу 10).

В этой и следующих главах мы будем использовать обозначение обычного биполярного транзистора для демонстрации различных структур силовой части, имея в виду, что это могут быть устройства разного типа.

## 5.2. Обобщенная структура силового преобразователя

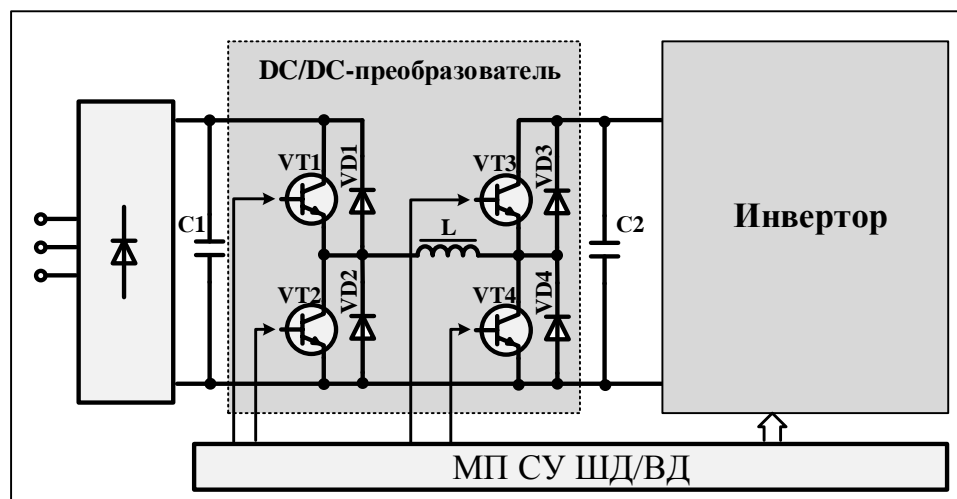


Рис. 5.1 Обобщенная структура силовой части блоков управления ШД/ВД

В общем случае блок управления ШД/ВД представляет собой *электронный преобразователь*, подобный преобразователям частоты для управления асинхронными и синхронными двигателями. Структура силовой части таких устройств практически одинакова. Главное отличие – в функциях системы управления, которая для системы управления ШД позволяет зафиксировать любое электрическое состояние, т.е. в реализации контроллера, управляющего силовым преобразователем.

*Контроллер ШД/ВД* – это либо отдельное устройство, либо встроенная в силовой преобразователь его микропроцессорная система управления (МП СУ), выполняющая функции управления всеми входящими в преобразователь устройствами и обеспечивающая необходимый интерфейс с системами управления более высокого уровня управления.

Силовая часть блока управления ШД/ВД может состоять из (рис. 5.1):

- 1) инвертора напряжения или инвертора тока и работать от внешнего источника питания постоянного тока  $U_{п}$ ;
- 2) встроенного в силовой преобразователь источника постоянного тока на базе классического выпрямителя со звеном постоянного тока (ЗПТ) на выходе; схемой ограничения зарядного тока конденсатора ЗПТ при включении питания; инвертора напряжения/тока;
- 3) встроенного выпрямителя со схемой ограничения зарядного тока конденсатора ЗПТ; инвертора; дополнительного модуля «слива» энергии торможения двигателя на дополнительный «тормозной» резистор (не показан на рис. 5.1);
- 4) встроенного выпрямителя; двух звеньев постоянного тока, между которыми включен понижающий/повышающий преобразователь постоянного тока – DC/DC преобразователь, позволяющий регулировать напряжение питания инвертора в широких пределах.

Первая структура используется для большинства приводов малой мощности (меньше нескольких сотен ватт). Такой блок управления (драйвер ШД или ВД) часто реализуется в виде силовой интегрально-гибридной микросхемы с унифицированным микропроцессорным интерфейсом.

Вторая и третья структуры применяются при средних мощностях привода (до нескольких киловатт), например, для управления силовыми ШД в станках и роботах. При этом схема управления дополнительным тормозным резистором позволяет устранить перенапряжения в звене постоянного тока в высокодинамичных системах привода при резких торможениях двигателя.

Четвертая структура оптимизирует работу инвертора и исполнительного двигателя в широком диапазоне скоростей за счет регулирования напряжения питания в функции текущей скорости. Она обеспечивает минимизацию динамических потерь в силовых ключах инвертора при мощностях, больших нескольких киловатт.

Сервоприводы, как правило, имеют малую и среднюю мощность, поэтому более сложные структуры, в частности, с активными выпрямителями, обеспечивающими возврат энергии торможения в источник питания переменного тока практически не используются.



### 5.3. Принцип работы DC/DC-преобразователя

Эти устройства служат для регулирования напряжения питания инверторов в функции текущей скорости привода: при низких скоростях напряжение питания автоматически снижается, а при высоких, наоборот, – повышается. Как мы увидим далее, частота широтно-импульсной модуляции (ШИМ) силовых ключей инвертора тока тем больше, чем больше напряжение питания инвертора. Так как эта частота определяет динамические потери в силовых ключах и в инверторе в целом, она должна быть ограничена на допустимом уровне во избежание теплового перегрева инвертора.

На рис. 5.2 показаны два возможных режима работы DC/DC-преобразователя: понижающий и повышающий.

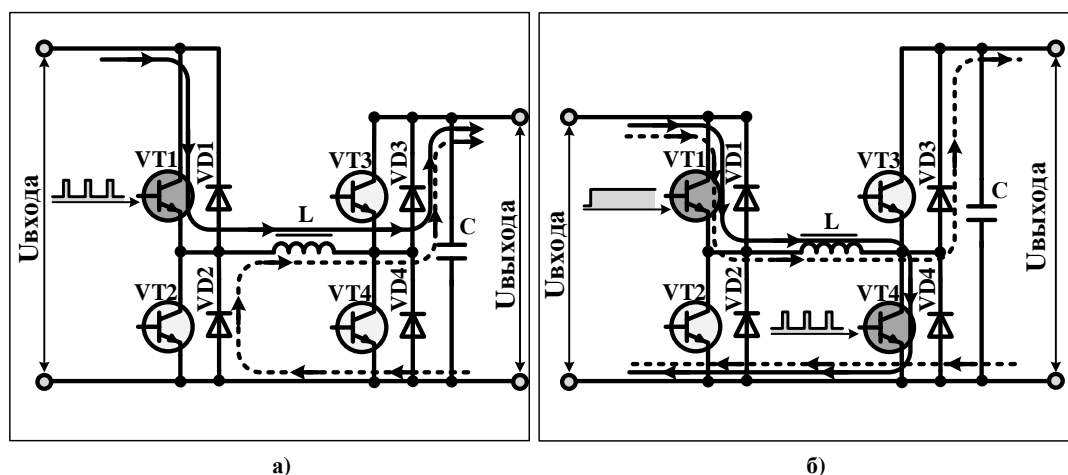


Рис. 5.2 Режимы работы преобразователя постоянного тока в постоянный: *а* – понижения напряжения; *б* – повышения напряжения

В первом случае в режиме ШИМ работает только один силовой ключ (VT1), и напряжение на выходе меняется от входного  $U_{вх}$  до нуля с заданной несущей частотой и скважностью, что позволяет уменьшить входное напряжение в нужной степени.

Во втором случае верхний ключ VT1 включен постоянно, а нижний VT4 переключается с заданной частотой и скважностью. На этапе включения VT4 все входное напряжение приложено к дросселю L и ток в нем возрастает. На этапе паузы VT4 ток дросселя уменьшается, одновременно повышая выходное напряжение. Степень повышения зависит от скважности включения ключа VT4.

Схема преобразователя на рис. 5.2 может обеспечить передачу электрической энергии в двух направлениях: с входа на выход и наоборот. При этом рабочими будут уже транзисторы VT3, VT2.

#### 5.4. Простейший коммутатор для управления униполярными двигателями

История развития шагового привода с униполярным питанием фаз начиналась с простейшего инвертора напряжения, в котором каждая фаза ШД подключалась к источнику постоянного тока через силовой транзистор и шунтировалась обратным диодом для исключения перенапряжений на силовом ключе в момент отключения фазы (рис. 5.3).

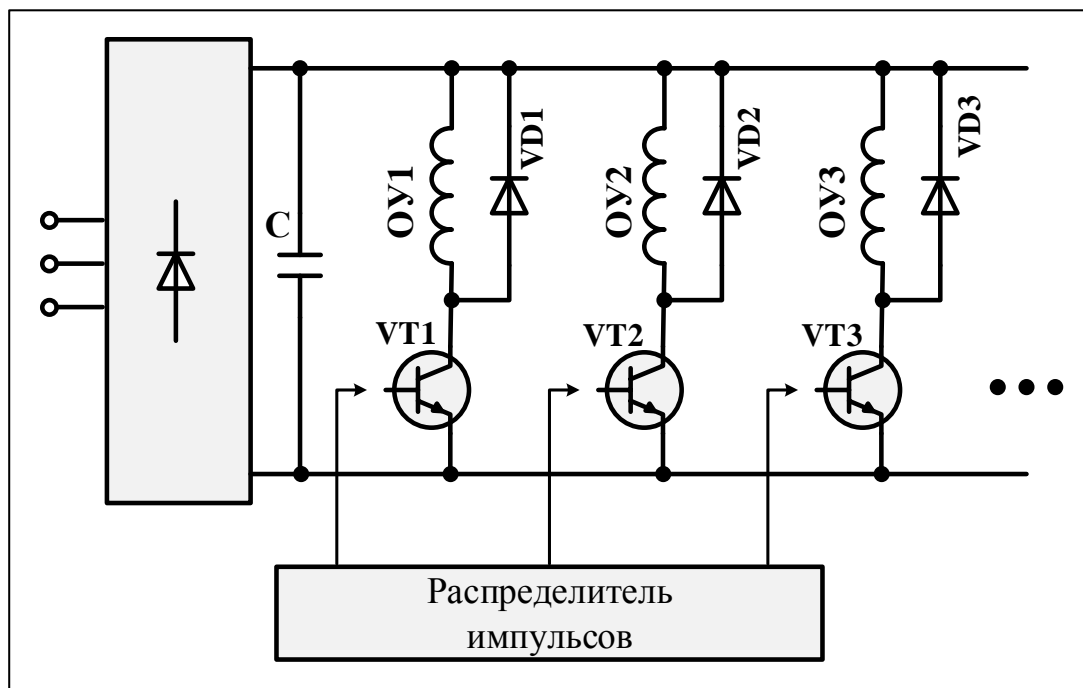


Рис. 5.3 Многоканальный коммутатор

Очевидно, что уровень напряжения питания инвертора в такой схеме не должен превышать падения напряжения на сопротивлении фазы при номинальном токе фазы во избежание перегрева двигателя:

$$\begin{cases} U_{\text{п}} \leq U_{\text{ф ном}} ; \\ U_{\text{ф ном}} = I_{\text{ф ном}} \cdot R_{\text{ф}} . \end{cases} \quad (5.1)$$

Как правило, это небольшое напряжение, всего несколько вольт. Поэтому переходные процессы включения и выключения фазы были крайне медленными, и шаговый привод был работоспособен только в зоне низких частот управления.

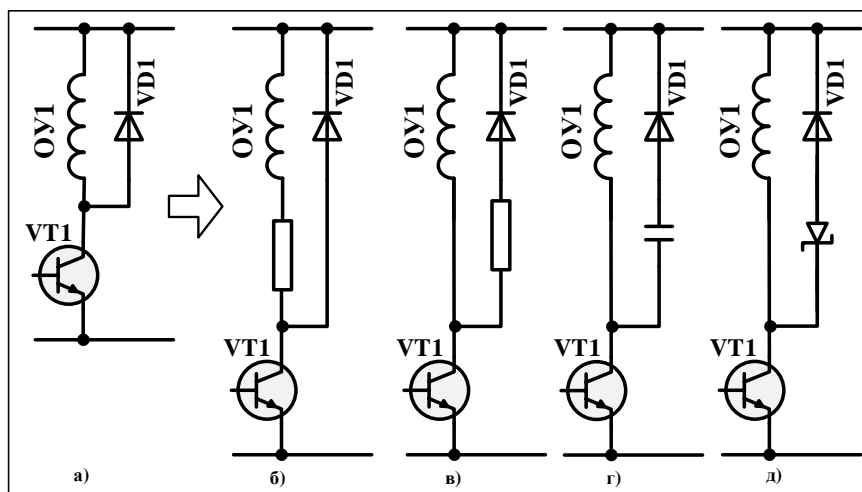


Рис. 5.4 Варианты ускорения динамических процессов в простых многоканальных коммутаторах: *a* – исходная схема; *б* – резистивная форсировка; *в* – резистивная расфорсировка; *г* – емкостная расфорсировка; *д* – расфорсировка на стабилитрон

Простой вариант решения проблемы – *резистивная «форсировка»*, т.е. ускорение переходных процессов за счет уменьшения электромагнитной постоянной времени фазы при включении последовательно с ней дополнительного сопротивления и одновременном увеличении напряжения питания инвертора (рис. 5.4, *б*):

$$\begin{cases} U_{\text{п}} = I_{\text{ф ном}} \cdot (R_{\text{ф}} + R_{\text{доб}}); \\ T_{\text{ф}} = \frac{L_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}} + R_{\text{доб}}}. \end{cases} \quad (5.2)$$

Коэффициент форсировки – это отношение напряжения питания инвертора к номинальному фазному напряжению:

$$k_{\text{форс}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_{\text{ф ном}}}. \quad (5.3)$$

Для получения приемлемых скоростей переходных процессов включения/выключения фаз приходится выбирать значительные коэффициенты форсировки (до 10–20), что сопровождается большими электрическими потерями в добавочном сопротивлении.

На рис. 5.4 показаны также типовые варианты ускорения процессов спада тока при выключении фазы – «расфорсировки», применяемые для простых коммутаторов.

## 5.5. Импульсная форсировка

Избавиться от больших потерь в дополнительном сопротивлении можно так:

- 1) использовать инверторы напряжения с двумя уровнями напряжения питания: высоком напряжении на этапе включения фазы и низком – при достижении током фазы заданного значения;
- 2) использовать один высокий уровень напряжения питания, но при достижении заданного значения тока переводить силовой ключ в режим широтно-импульсной модуляции со средним значением выходного напряжения, близким к номинальному фазному.

Такое управление получило название импульсной форсировки (рис. 5.5).

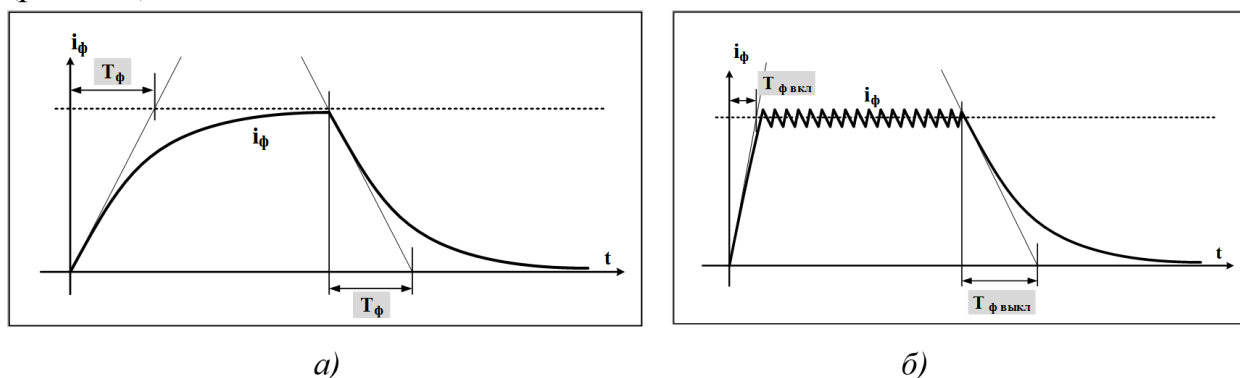


Рис. 5.5 Сравнение способов форсировки: *а* – резистивная; *б* – импульсная

Недостатки импульсной форсировки очевидны:

- 1) при использовании двух источников питания понадобится двойной комплект силовых ключей;
- 2) для определения момента отсечки при достижении заданного фазного тока в системе с одним, повышенным уровнем напряжения питания, понадобятся дополнительные элементы, такие как компараторы и датчики фазных токов;
- 3) процесс спада тока при отключении фазы не ускоряется, а по-прежнему определяется ее собственной постоянной времени.

Некоторые возможности по решению третьей проблемы показаны на рис. 5.4, *в*, *г*, *д*. В цепь обратного диода можно включить дополнительный резистор, конденсатор, стабилитрон или даже источник питания (аккумулятор). Однако, это значительные усложнения исходной схемы, от которых в современных решениях отказались.

## 5.6. Инвертор напряжения с входным DC/DC преобразователем

Рис. 5.6 иллюстрирует принцип совмещения понижающего DC/DC-преобразователя (на транзисторе VT4 и диоде VD4) с простейшим

многоканальным коммутатором для управления униполярными ШД (на транзисторах VT1, VT2, VT3), который фактически является нагрузкой DC/DC-преобразователя.

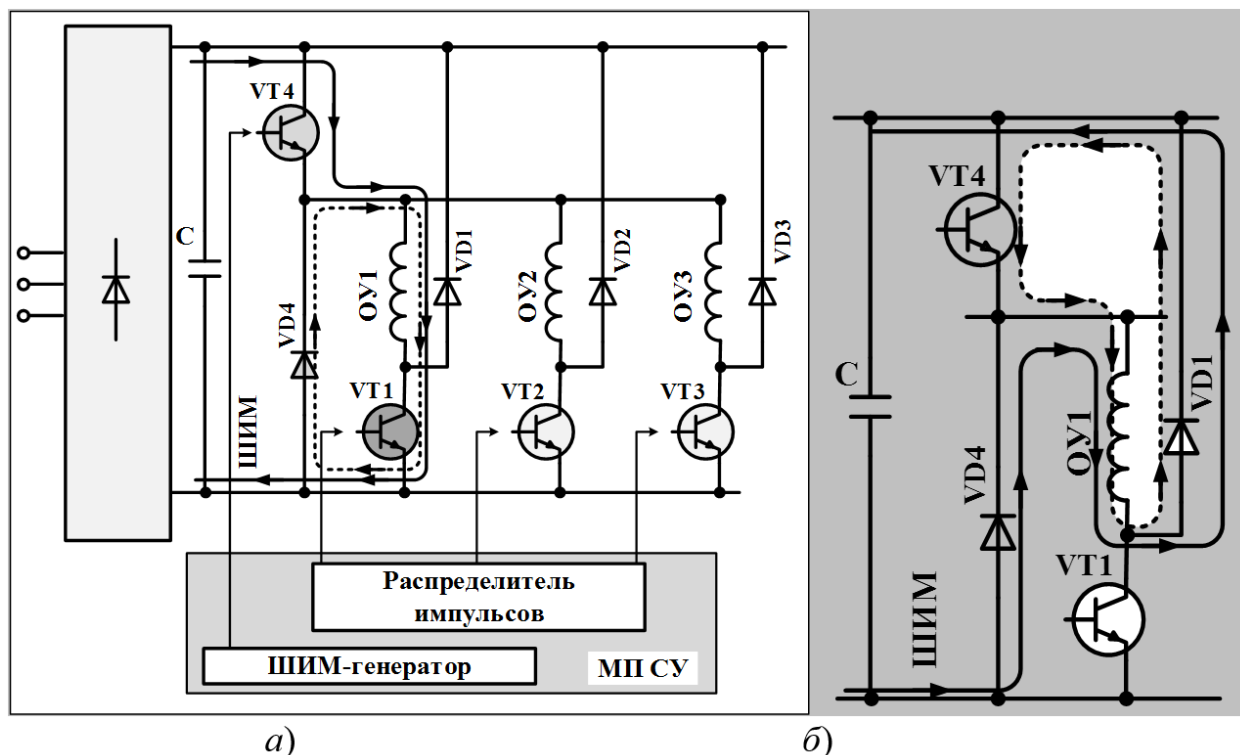


Рис. 5.6 Многоканальный коммутатор с входным понижающим DC/DC преобразователем: а – включение фазы ОУ1; б – отключение фазы ОУ1

Особенность структуры в том, что входной DC/DC-преобразователь обеспечивает не только понижение напряжения питания инвертора относительно напряжения в звене постоянного тока (на конденсаторе С), но и создает условия для возврата энергии отключаемой фазы ШД в звено постоянного тока, т.е. обеспечивает необходимый уровень «расфорсировки», что недостижимо в исходной простой схеме.

Предположим, что понижающий DC/DC-преобразователь работает со скважностью 50% на высокой частоте, на порядок превышающей частоту коммутации фаз ШД. При этом в фазе включения ключа VT4 к инвертору прикладывается полное напряжение ЗПТ –  $U_{ЗПТ}$ , а в фазе выключения – нулевое. Среднее значение напряжения питания инвертора при включении любой фазы  $+0,5 U_{ЗПТ}$  (рис. 5.6, а).

При отключении фазы в период включения ключа VT4 к фазе ШД приложено нулевое напряжение, а в период отключения – отрицательное полное напряжение звена постоянного тока  $-U_{ЗПТ}$ . Среднее напряжение, приложенное к отключаемой фазе, оказывается равным  $-0,5U_{ЗПТ}$  (рис. 5.6, б).

Таким образом, введение в структуру простого коммутатора фаз дополнительно силового ключа и диода создает условия для разнополярного

питания фазы ШД с возвратом энергии, накопленной в индуктивности фазы при включении, обратно в конденсатор звена постоянного тока.

На рис. 5.7 показаны переходные процессы включения /выключения фазы ШД в рассматриваемой структуре при 50%-й скважности импульсов управления ключом входного преобразователя и малых скоростях привода, когда влияние ЭДС незначительно.

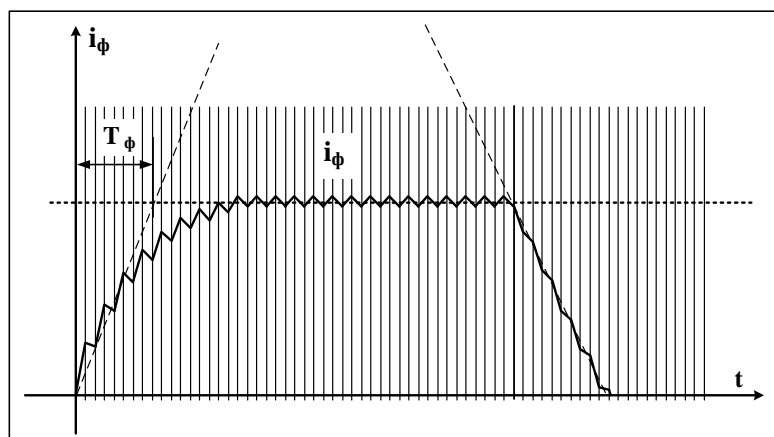


Рис. 5.7 Переходный процесс включения/выключения фазы ШД

Входной преобразователь может выполнять также функцию регулятора напряжения питания инвертора в функции текущей частоты управления, что обеспечивает существенное расширение частотного диапазона работы привода вверх.

### 5.7. Полумостовые инверторы для ШД/ВД с униполярным питанием фаз

Главный недостаток простых многоканальных коммутаторов – медленное отключение фаз и отсутствие «расфорсировки». Кардинальное решение проблемы – переход к полумосту из силовых транзисторов для каждой фазы (рис. 5.8).

В отличие от полного моста (H–моста), образованного четырьмя транзисторами и включенными параллельно с ними обратными диодами, в полумосте число силовых транзисторов и обратных диодов уменьшено вдвое: каждая стойка полумоста – это один силовой транзистор и один обратный диод. Фазы ШД/ВД подключаются к средним точкам стоек полумоста. Такое решение самое эффективное для двигателей с униполярным питанием, например, для четырёхфазных (рис. 5.8).

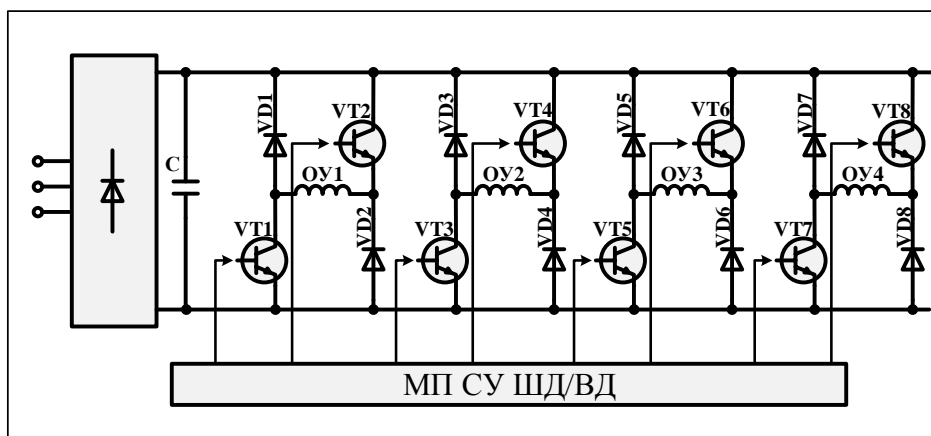


Рис. 5.8 Полумостовой инвертор для ШД/ВД с униполярным питанием

В отличие от полного моста (H-моста), образованного четырьмя транзисторами и включенными параллельно с ними обратными диодами, в полумосте число силовых транзисторов и обратных диодов уменьшено вдвое: каждая стойка полумоста – это один силовой транзистор и один обратный диод. Фазы ШД/ВД подключаются к средним точкам стоек полумоста. Такое решение самое эффективное для двигателей с униполярным питанием, например, для четырёхфазных (рис. 5.8).

При включении фазы открываются сразу оба силовых ключа полумоста, и к фазе прикладывается полное напряжение звена постоянного тока. При выключении фазы оба силовых ключа закрываются, к фазе прикладывается полное отрицательное напряжение, и ток фазы спадает через обратные диоды, возвращая накопленную в индуктивности фазы энергию обратно в конденсатор звена постоянного тока. Оба процесса нарастания/спадания тока – быстрые.

Ограничение тока на уровне задания (отсечка по току) может выполняться двумя способами:

- переводом в режим ШИМ нижнего ключа, при сохранении включенным верхнего ключа – первый импульсный режим ( $+U, 0$ );
- переводом обоих силовых ключей в режим ШИМ – второй импульсный режим ( $+U, -U$ ).

Полумостовые инверторы при современном уровне развития силовой электроники – оптимальное решение для двигателей с униполярным питанием фаз. Они обеспечивают максимальные темпы нарастания/спадания токов фаз, высокую энергоэффективность, максимально адаптированы для перевода инвертора напряжения в режим инвертора тока (глава 6).

Шаговые двигатели малой мощности часто выпускаются с бифилярными (создающими встречные НС) фазными обмотками (полуфазами), что позволяет разработчикам приводов, по мнению производителей двигателей, использовать более простые и дешевые

униполярные инверторы. Одно из возможных решений для четырёхфазного ШД с двумя полными фазами, расщепленными на две, показано на рис. 5.9. Каждая из четырех фаз включена в диагональ собственного полумоста. Однако, в режиме одиночной коммутации 1, 2, 3, 4, 1, 2... бифилярные обмотки никогда не работают одновременно, что позволяет объединить два полумоста в один и подключить общий верхний ключ двух полумостов к общей точке бифилярных фаз (их соединение уже выполнено внутри двигателя). Такое решение позволяет уменьшить число силовых ключей в инверторе.

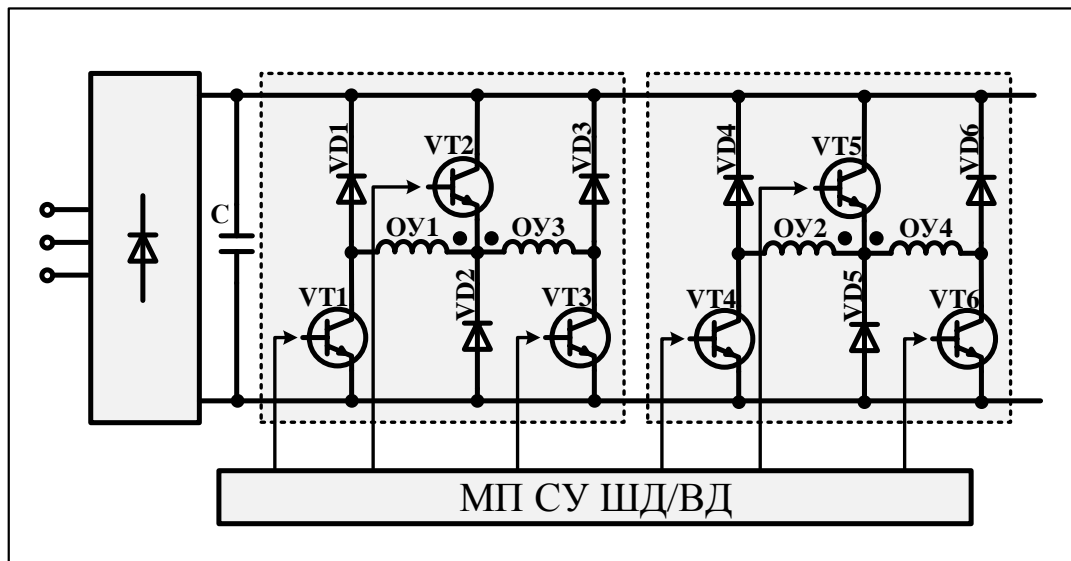


Рис. 5.9 Инвертор на полумостах для двигателей с бифилярными фазами

### Замечания

1. Парная коммутация фаз (1, 2; 2, 3; 3, 4...) в такой схеме затруднена. Сначала необходимо отключить работающую полуфазу, например, 1, и только затем включить следующую, например, 3. Для этого в системе управления инвертором должен быть предусмотрен соответствующий тайм-аут.
2. Использование одиночной коммутации полуфаз ведет к значительному недоиспользованию двигателя по электромагнитному моменту (примерно в  $\sqrt{2}$  раз). Поэтому, от униполярного управления в таких двигателях целесообразно перейти к биполярному, объединив полуфазы в одну полноценную фазу за счет последовательного или параллельного соединения полуфаз. При этом будут полностью использованы все ресурсы двигателя по току и моменту.



## 5.8. Мостовые инверторы для биполярного питания фаз ШД/ВД

Большинство двухфазных и многофазных ШД/ВД имеют *изолированные фазы* для подключения к силовому преобразователю. Каждая из них может быть включена в диагональ моста из силовых транзисторов (полного Н-моста) (рис. 5.10). Исключением являются только трехфазные двигатели, фазы которых уже соединены между собой в звезду или в треугольник при изготовлении машины. Для управления обмотками трехфазных двигателей используются не четырёх-, а шестиключевые силовые мосты (см. главу 7).

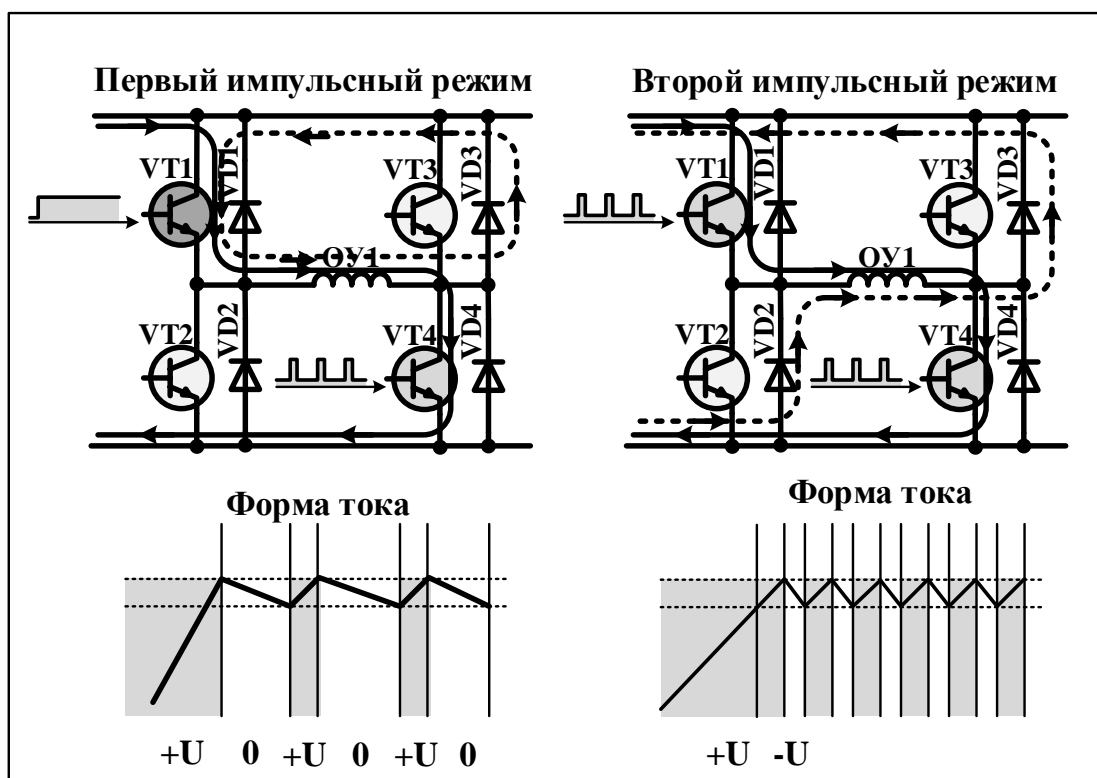


Рис. 5.10 Инвертор напряжения на базе Н-мостов

Каждый силовой ключ имеет параллельно включенный обратный диод, что позволяет избежать перенапряжений при коммутации ключей и создает электрические контуры для возврата электромагнитной энергии, накопленной в индуктивности фазы, обратно в звено постоянного тока.

Особенность полного моста: возможность управления силовыми ключами как в первом импульсном режиме ( $+U, 0$ ), так и во втором ( $+U, -U$ ). В первом случае в режиме *широтно-импульсной модуляции* (ШИМ) работает только один силовой ключ, а во втором – два. Эта возможность сохраняется при любом заданном направлении тока, что делает мост универсальным средством воспроизведения синусоидальных и ступенчато-синусоидальных токов (в режиме электрического дробления шага).

Особенно ценное свойство мостового инвертора напряжения – возможность организации как *быстрого*, так и *медленного спада*ния тока в режимах поддержания заданного тока (инвертора тока). Так, для положительного направления тока (рис. 5.10) возможны следующие состояния силовых ключей моста:

- 1) режим быстрого нарастания тока « $+U$ »: включены транзисторы VT1 и VT4;
- 2) Режим медленного спада
ния тока « $U = 0$ »: включен только транзистор VT1;- 3) Режим быстрого спада
ния тока « $-U$ »: оба транзистора VT1 и VT4 выключены.

Эти режимы в технической иностранной литературе имеют специальные названия: «Charge» – заряда индуктивности фазы, «Slow» – медленного спадания тока в закороченной фазе; «Fast» – быстрого спадания тока с возвратом электромагнитной энергии фазы в источник питания.

Биполярное управление фазами ШД/ВД обеспечивает максимально полное использование двигателя по току и электромагнитному моменту и является максимально энергоэффективным.

## **5.9. ШИМ–преобразователи напряжения (инверторы напряжения)**

### *5.9.1. Принцип действия ШИМ-генератора*

Для управления силовыми ключами инверторов напряжения используются специальные устройства – *ШИМ–генераторы*. Их задача – сформировать выходной широтно-импульсный сигнал, скважность которого определяется значением входного сигнала. ШИМ-генераторы производятся в виде отдельных микросхем или встраиваемых периферийных устройств специализированных микроконтроллеров, адаптированных для управления двигателями (Motor Control) или движениями (Motion Control) [7, 8]. Принцип действия ШИМ-генератора иллюстрирует рис. 5.11.

Имеется опорный треугольный сигнал заданной несущей частоты – аналоговая или цифровая пила (сплошная линия), который сравнивается с входным, модулирующим сигналом (пунктирная линия). Амплитуда опорного и модулирующего сигналов не превышает  $\pm 1$ . Момент равенства опорного и входного сигналов рассматривается как «*событие сравнения*», по которому выполняются определенные действия по модернизации выходных сигналов. По «равенству» на нарастающей фазе опорного сигнала выходной

сигнал  $u_1$  сбрасывается, а по «равенству» на спадающей фазе опорного сигнала – устанавливается.

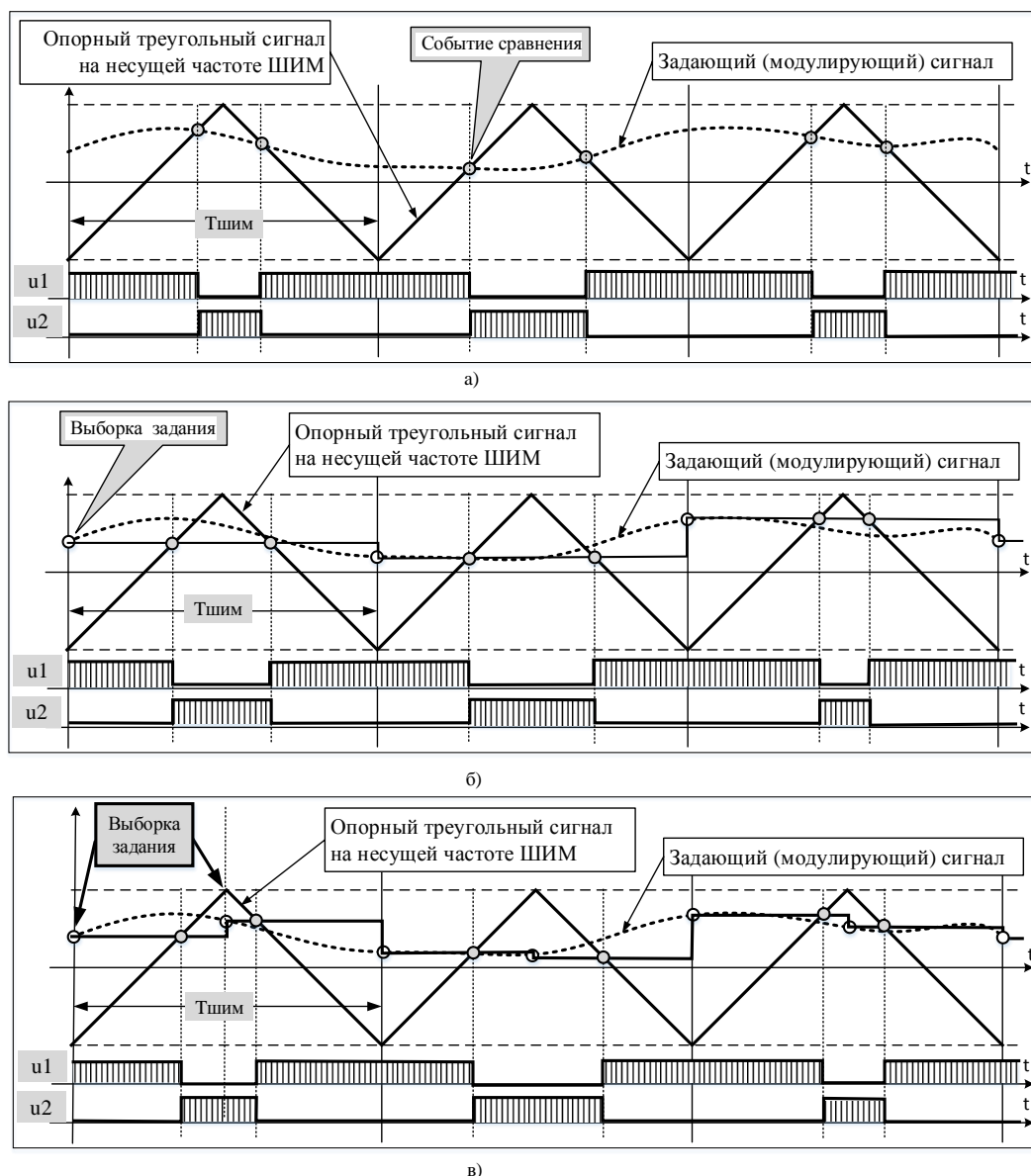


Рис. 5.11 Генератор управляющих ШИМ-сигналов: *а* – непрерывная выборка входного сигнала; *б* – один раз за период ШИМ; *в* – дважды за период ШИМ

ШИМ-генератор вырабатывает пару «комплементарных» (взаимно-инверсных) выходных сигналов  $u_1$  и  $u_2$ , которые можно напрямую использовать для управления силовыми ключами одной стойки инвертора напряжения на базе однофазных или трехфазных силовых мостов:  $u_1$  – для управления верхним ключом стойки;  $u_2$  – для управления нижним ключом стойки

Возможны следующие структуры силовой части инверторов напряжения, управляемых от ШИМ-генераторов:

- 1) однофазный полумост (single-phase half-bridge) с двумя силовыми транзисторами и двумя диодами;

2) однофазный полный мост (single-phase full-bridge) с двумя стойками силовых ключей;

3) трехфазный мост (three-phase bridge) – с тремя стойками силовых ключей.

Как показано на рис. 5.8 и 5.9, для управления несимметричными полумостоми из двух стоек типа «верхний диод – нижний транзистор» и «нижний диод – верхний транзистор», предназначенными для униполярного управления фазами ШД/ВД, достаточно одного ШИМ-сигнала управления  $u_1$ , подаваемого на верхний или нижний силовой ключ. При этом второй ключ при включении фазы должен быть просто открыт.

Режим униполярного управления (первый импульсный) можно получить и для полного Н-моста на полевых транзисторах (рис. 5.12). При положительном задании тока работает только одна стойка (например, левая), на транзисторы которой подаются комплементарные управляющие сигналы  $u_1$  и  $u_2$ . В период паузы ШИМ ток в закороченной фазе протекает не через обратный диод, а через нижний транзистор, так как на его затвор поступает разрешающий сигнал, а выводы сток/исток в полевых транзисторах идентичны (рис. 5.12, б).

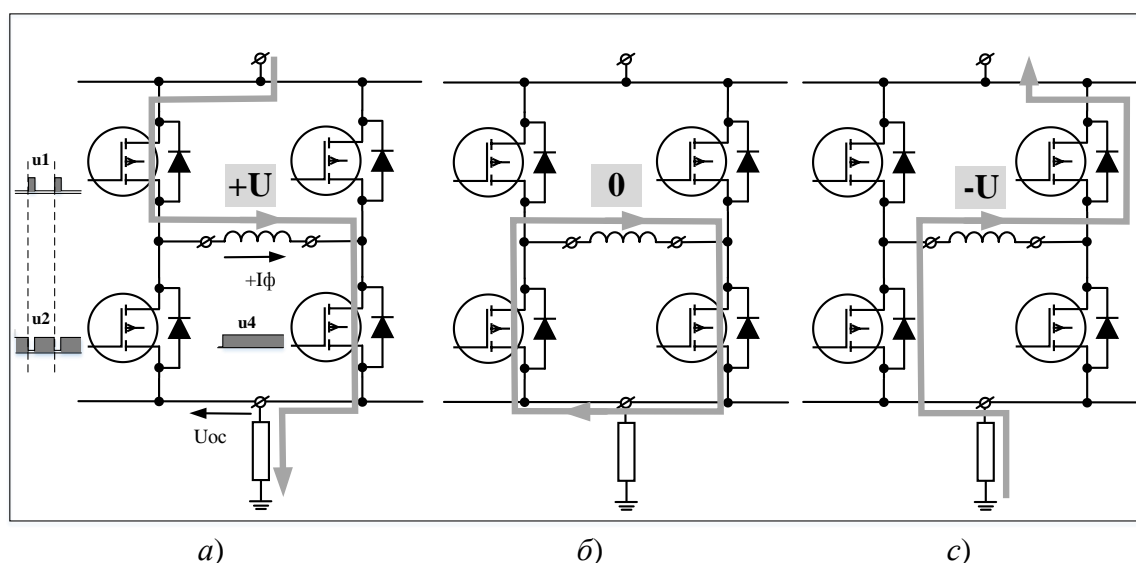


Рис. 5.12. Полный мост на полевых транзисторах в режиме униполярного управления фазами: а – импульс ШИМ; б – пауза ШИМ; в – отключение фазы

Такое решение применяется во многих силовых микросхемах – драйверах ШД/ВД ввиду гибкости инвертора и возможности реализации различных алгоритмов управления. На рис. 5.12 показан также один из возможных вариантов реализации обратной связи по току (для инверторов тока) с помощью шунта, подключенного к нижней шине моста.

Стойку силовых ключей на базе двух транзисторов с управлением комплементарными ШИМ-сигналами можно назвать *универсальной*

строительной ячейкой большинства современных силовых преобразователей.

ШИМ-генераторы с треугольным опорным сигналом обеспечивают так называемую *центрированную широтно-импульсную модуляцию*, когда фронты управляющих импульсов по нескольким каналам симметрично расположены относительно середины периода ШИМ, в отличие от *фронтальной широтно-импульсной модуляции*, когда управляющие импульсы по всем каналам начинаются в одно и то же время – в начале периода ШИМ (при пилообразном опорном сигнале).

Центрированная ШИМ имеет преимущество по сравнению с фронтальной для управления трехфазными двигателями, так как позволяет разнести по времени процессы переключения силовых ключей разных стоек инвертора (см. главу 7).

### 5.9.2. Модель ШИМ-генератора в MATLAB Simulink

Пакет моделирования динамических систем MATLAB Simulink имеет большое число *специальных расширений*, в том числе *SimPowerSystems* (*симулирование силовых систем*) для моделирования на понятном физическом уровне любых электротехнических, электронных, электромеханических преобразователей и сложных устройств на их основе. В библиотеке пакета имеются: готовые модели отдельных элементов электрических схем (сопротивлений, индуктивностей, источников питания, ...); отдельных электронных устройств (диодов, транзисторов, ...); комплектных электронных устройств (силовых мостов, устройств управления ими, ...); различных электрических двигателей и даже комплектных электроприводов.

В этой книге мы будем использовать примеры моделей, созданных с использованием элементов библиотеки *SimPowerSystems*, для иллюстрации методов управления шаговыми и вентильными приводами, сопровождая модели краткими комментариями, позволяющими понять суть дела и, при необходимости, самостоятельно исследовать работу модели.

Рассмотрим работу модели генератора ШИМ-сигналов (рис. 5.13). Генератор имеет один входной порт  $U_{ref}$ , предназначенный для приема входного модулирующего сигнала, и два выходных порта (векторы переменных):  $P$  – выходных управляющих ШИМ-сигналов и  $m$  – переменных ШИМ-генератора (опорного и модулирующего сигналов). Для наблюдения за этими переменными предусмотрены блоки осциллографов. Для отдельного

осциллографирования управляющих сигналов используется блок демультиплексора.

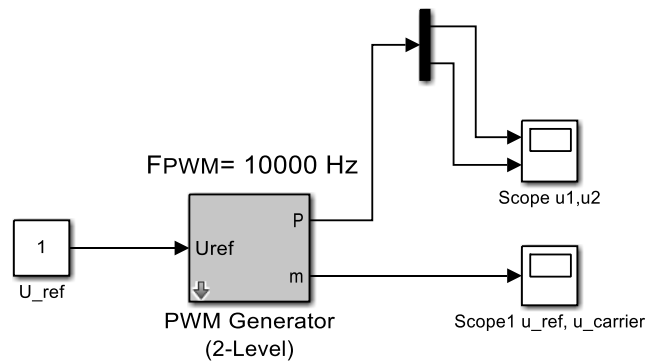


Рис. 5.13 Модель генератора ШИМ-сигналов

Генератор имеет один входной порт  $U_{ref}$ , предназначенный для приема входного модулирующего сигнала, и два выходных порта (векторы переменных):  $P$  – выходных управляющих ШИМ-сигналов и  $m$  – переменных ШИМ-генератора (опорного и модулирующего сигналов). Для наблюдения за этими переменными предусмотрены блоки осциллографов. Для отдельного осциллографирования управляющих сигналов используется блок демультиплексора.

### 5.9.3. Управление однофазными униполярными инверторами напряжения

Модель ШИМ-генератора является универсальной и обеспечивает управление как однофазными, так и трехфазными силовыми мостами (см. главу 7). Рассмотрим первый вариант.

Основные параметры ШИМ-генератора:

1. **Число каналов** – выходных управляющих ШИМ-сигналов: 2, 4 или 6. Для управления силовой частью инвертора униполярного ШД/ВД выбираем тип ШИМ-генератора: single-phase half-bridge (однофазный полумост).
2. **Несущая частота ШИМ** – соответствует частоте опорного сигнала и выходной частоте управляющих ШИМ-сигналов. Не должна превышать допустимую частоту переключения силовых ключей инвертора. Пусть  $f_{\text{ШИМ}} = 10 \text{ кГц}$ , что соответствует периоду ШИМ  $T_{\text{ШИМ}} = 0,1 \text{ мс} = 0,0001 \text{ с}$ .
3. **Минимальное и максимальное значения опорного треугольного сигнала.** Для униполярных инверторов примем: 0 и +1.
4. **Техника выборки** входного модулирующего сигнала. Возможны варианты: непрерывно (Natural); в начале каждого периода ШИМ

(Symmetrical); дважды за период ШИМ (Asymmetrical). Выберем первый вариант.

5. **Время выборки** входного сигнала (Sample time). Если задается 0, выборка непрерывная, в противном случае задается конкретное время выборки.

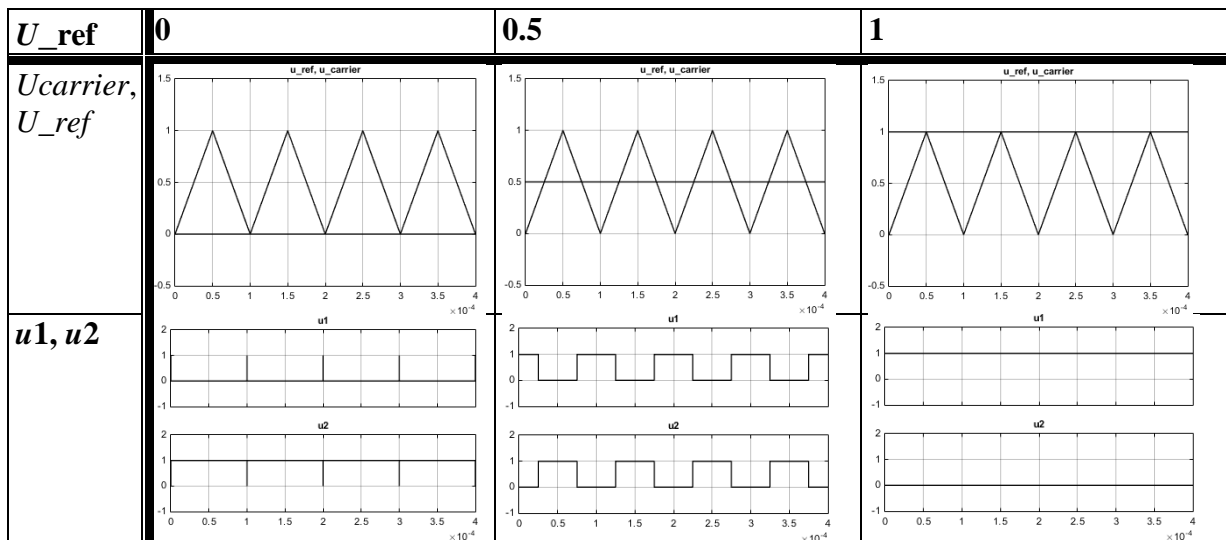
В данном режиме работы ШИМ-генератор будет формировать два выходных комплементарных управляющих сигнала  $u1$  и  $u2$  со скважностями, зависящими от значения входного сигнала  $U\_ref$  (табл. 5.1).

Частота управляющих ШИМ-сигналов равна 10 кГц. Скважность сигнала  $u1$  меняется примерно от 0 до 1, а сигнала  $u2$  примерно от 1 до 0 при изменении входного сигнала от 0 до 1. Небольшая асимметрия в области нулевых заданий (сверхкороткий импульс  $u1$ ) практически не влияет на работу инверторов. В процессорных реализациях ШИМ-генераторов полная симметрия гарантируется. Передаточная функция инвертора напряжения с ШИМ-модуляцией при однофазной нагрузке:

$$W(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{оп max}}} \frac{U_{\text{п}}}{T_{\text{п}}p+1} = U_{\text{ВХ}}^* \frac{U_{\text{п}}}{T_{\text{п}}p+1}, \quad (5.4)$$

где:  $T_{\text{п}} = T_{\text{ШИМ}}$  – эквивалентная постоянная времени, равная периоду ШИМ или его половине в режиме асимметричной выборки входного сигнала ШИМ-генератора;  $U_{\text{п}}$  – напряжение питания однофазного моста.

Таблица 5.1 ШИМ-управление униполярными инверторами напряжения



#### 5.9.4. Управление однофазными униполярными инверторами на двойной частоте ШИМ

В этом режиме работы обе стойки однофазного моста имеют по два силовых ключа, управляемых двумя парами комплементарных ШИМ-сигналов, сдвинутых друг относительно друга на половину периода ШИМ. Это позволяет при сохранении частоты переключения каждого силового ключа на уровне  $f_{\text{ШИМ}}$  повысить выходную частоту модуляции напряжения, приложенного к нагрузке, вдвое. Модель ШИМ-генератора (рис. 5.14) отличается только числом выходных управляющих сигналов и настройкой параметров. Выбран режим: Single-phase full-bridge (4 pulses) – однофазный полный мост, 4 импульса. Изменены максимальное (+1) и минимальное (-1) значения для сигнала несущей частоты.

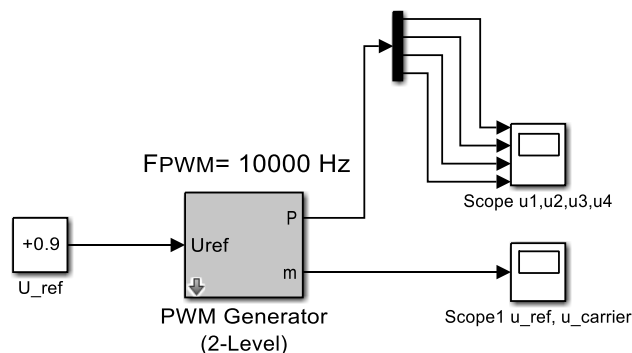


Рис. 5.14 Модель ШИМ-генератора для униполярного инвертора с удвоением выходной частоты

Осциллограммы работы ШИМ-генератора для одного из входных сигналов представлены на рис. 5.15. Ключи обеих стоек переключаются на одной частоте, но моменты переключения сдвинуты на половину периода ШИМ, что и дает нужный эффект.

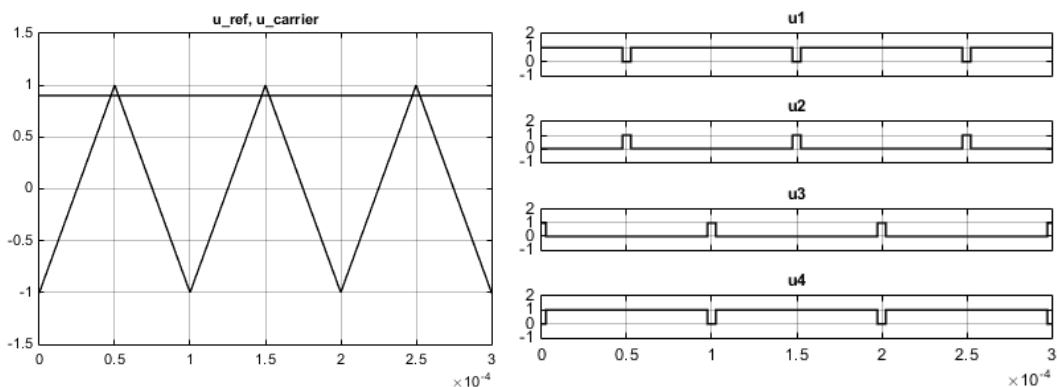


Рис. 5.15 Работа ШИМ-генератора при  $U_{ref} = 0,9$



На рис. 5.16 показана схема моста на полевых транзисторах в режиме униполярного питания с удвоением выходной частоты изменения напряжения на нагрузке. Один из транзисторов каждой стойки на половине периода ШИМ всегда открыт, а транзисторы противоположной стойки переключаются.

Схема рекомендуется для униполярных мощных инверторов напряжения при условии ограничения частоты переключения силовых ключей.

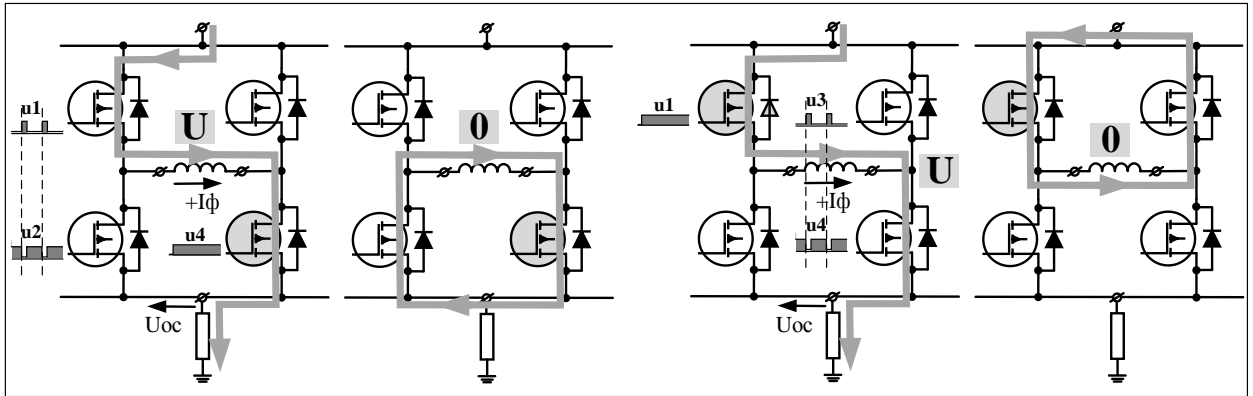


Рис. 5.16 Режим удвоения выходной частоты для однофазных мостов

### 5.9.5. Управление однофазными биполярными инверторами

Изменим режим работы ШИМ-генератора на Single-phase full-bridge – Bipolar modulation (4 pulses) – однофазный полый мост с биполярной модуляцией (4 импульса). При этом формируются одинаковые управляющие сигналы ( $u1, u4$ ) и ( $u2, u3$ ) для «перекрестного» управления ключами полного моста во втором импульсном режиме ( $+U, -U$ ) – табл. 5.2.

Таблица 5.2 Биполярное управление полным однофазным силовым мостом

| $U_{ref}$              | -0.9 | 0 | +0.9 |
|------------------------|------|---|------|
| $U_{carrier}, U_{ref}$ |      |   |      |
| $u1, u2$               |      |   |      |

Передаточная функция однофазного мостового биполярного инвертора напряжения с ШИМ-модуляцией совпадает с (5.4), но относительное значение входного модулирующего сигнала может меняться в диапазоне (-1 ... +1).

$$W(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{оп max}}} \frac{U_{\text{П}}}{T_{\text{П}}p+1} = U_{\text{ВХ}}^* \frac{U_{\text{П}}}{T_{\text{П}}p+1}. \quad (5.5.)$$

**Важные выводы:**

1. ШИМ-генераторы с вертикальным принципом управления выпускаются в виде микросхем и специальных периферийных устройств микроконтроллеров.
2. Они обеспечивают униполярное и биполярное управление силовыми ключами инверторов напряжения для ШД/ВД с изолированными (расщепленными) фазами.
3. Для униполярного управления возможен режим повышения качества выходного напряжения за счет удвоения выходной частоты по сравнению с частотой ШИМ.
4. ШИМ-генераторы с шестью выходными сигналами предназначены для управления трёхфазными силовыми мостами (см. главу 7).

**5.10. Защита инвертора напряжения от сквозного тока**

Силовые ключи каждой стойки теоретически должны переключаться одновременно: один включается, другой – выключается. Так как время выключения конкретного силового ключа может быть больше времени включения другого ключа, возникает опасность сквозного тока – короткого замыкания по звену постоянного тока. Подобные аварии должны быть исключены. Очевидное решение – задержать включение силовых ключей на небольшое время, называемое «мертвым временем», так, чтобы ранее включенный ключ успел гарантированно закрыться. Величина «мертвого времени» составляет доли процента от периода ШИМ и учитывается при построении системы управления высокоточными приводами. Существуют также методы аппаратной и программной компенсации ошибки в выходном напряжении, возникающей из-за влияния «мертвого времени».

Принцип работы защиты иллюстрирует модель на рис. 5.17.

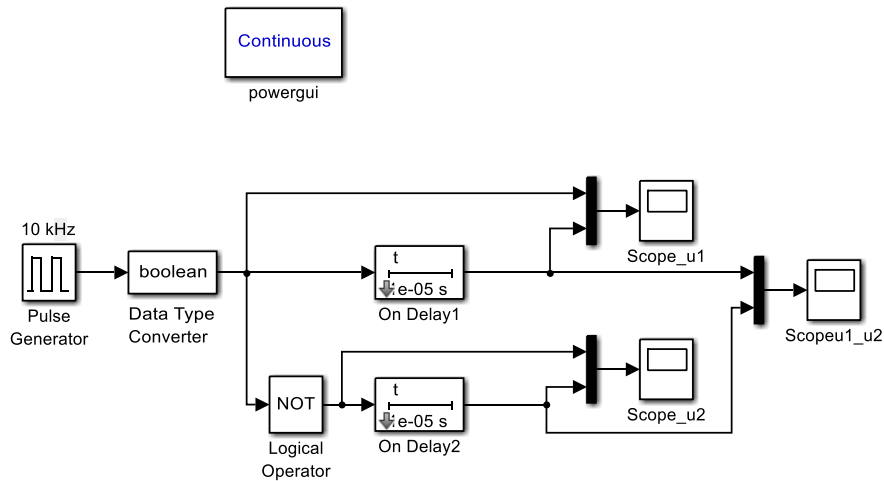


Рис. 5.17 Модель системы защиты стойки инвертора напряжения от сквозного тока

На выходе генератора импульсов имеем сигнал частотой 10 кГц (период 0,1 мс = 0,0001с), который инвертируется в блоке NOT. Получаем два логических комплементарных сигнала, аналогичных выходным сигналам ШИМ-генераторов. Передний фронт этих сигналов (включение) задерживается на  $1 \cdot 10^{-5}$  с (10% от периода ШИМ для наглядности).

Работа системы защиты стоек инвертора от сквозного тока иллюстрирует рис. 5.18.

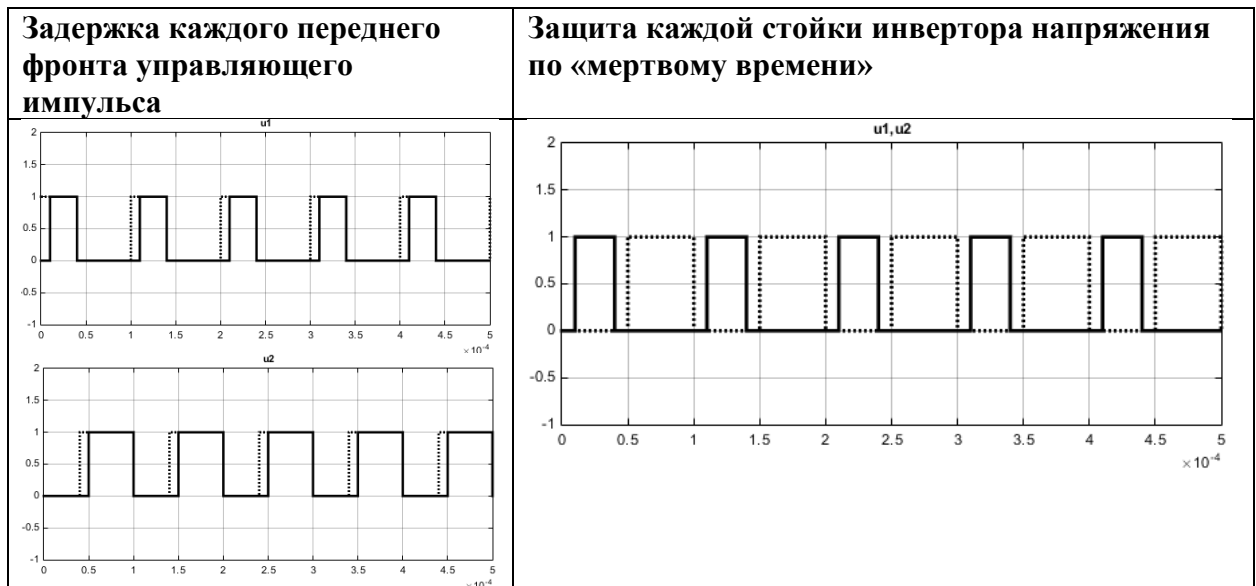


Рис. 5.18 Защита инвертора напряжения от сквозного тока

### 5.11. Работа биполярного мостового инвертора на однофазную нагрузку

Продemonстрируем работу ШИМ-инвертора напряжения на однофазную нагрузку в виде одной фазы ШД с параметрами:  $R_{\phi} = 0,5$  Ом;  $L_{\phi} = 1,6 \cdot 10^{-5}$  Гн (рис. 5.19).

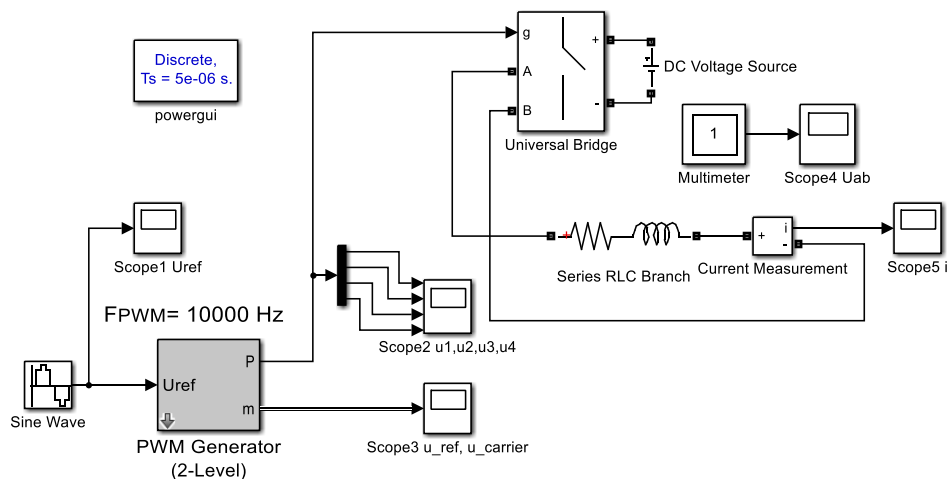


Рис. 5.19 Модель биполярного мостового инвертора и нагрузки

### Комментарии

- 1) Задание выходного напряжения формируется синусоидальным генератором:  $U_{ref\ max} = 1$ ;  $f_{ref} = 200$  Гц. Максимальному заданию 1 будет соответствовать напряжение источника питания силовой части инвертора  $U_{\Pi} = 24$  В;
- 2) При частоте ШИМ  $T_{\text{ШИМ}} = 10000$  Гц на одном периоде задания напряжения будет располагаться  $10000/200 = 50$  периодов ШИМ;
- 3) Силовая часть – модель универсального Н-моста из двух стоек. Ключи – идеальные;
- 4) Модуль мультиметра служит для измерения напряжения на нагрузке  $U_{ab}$ . В общем случае любой из модулей SimPowerSystems позволяет выбрать с помощью окна параметров список измеряемых переменных этого модуля. В окне параметров модуля мультиметра из всех доступных измеряемых параметров модели выбираются нужные для регистрации.
- 5) Ток нагрузки измеряется блоком измерителя тока, выход которого преобразован к стандарту сигналов обычных модулей Simulink.
- 6) Для нормальной работы модели, в которую входят блоки из библиотеки SimPowerSystems, в нее включается особый блок Powergui графического интерфейса пользователя (располагается в верхней части модели и не подключается к другим блокам), который кроме визуализации динамических процессов позволяет ускорить и процесс моделирования за счет использования специального дискретного метода расчета модели Tustin/Backward Euler (ТВЕ).
- 7) Нагрузка – фаза ШД без учета возможной ЭДС вращения.

Осциллограммы работы инвертора напряжения представлены на рис. 5.20. Выходное напряжение состоит из импульсов ( $+U_{п}$ ,  $-U_{п}$ ), скважность которых соответствует синусоидальному заданию. Используются четыре перекрестных управляющих ШИМ-сигнала ( $u_1$ ,  $u_4$ ) и ( $u_2$ ,  $u_3$ ). Задание по напряжению обрабатывается в среднем. Ток определяется параметрами нагрузки и, естественно, отстает по фазе от заданного напряжения. Видно, что при напряжении питания 24 В темпы изменения тока практически предельные – соответствуют электромагнитной постоянной времени фазы 3,2 мс.

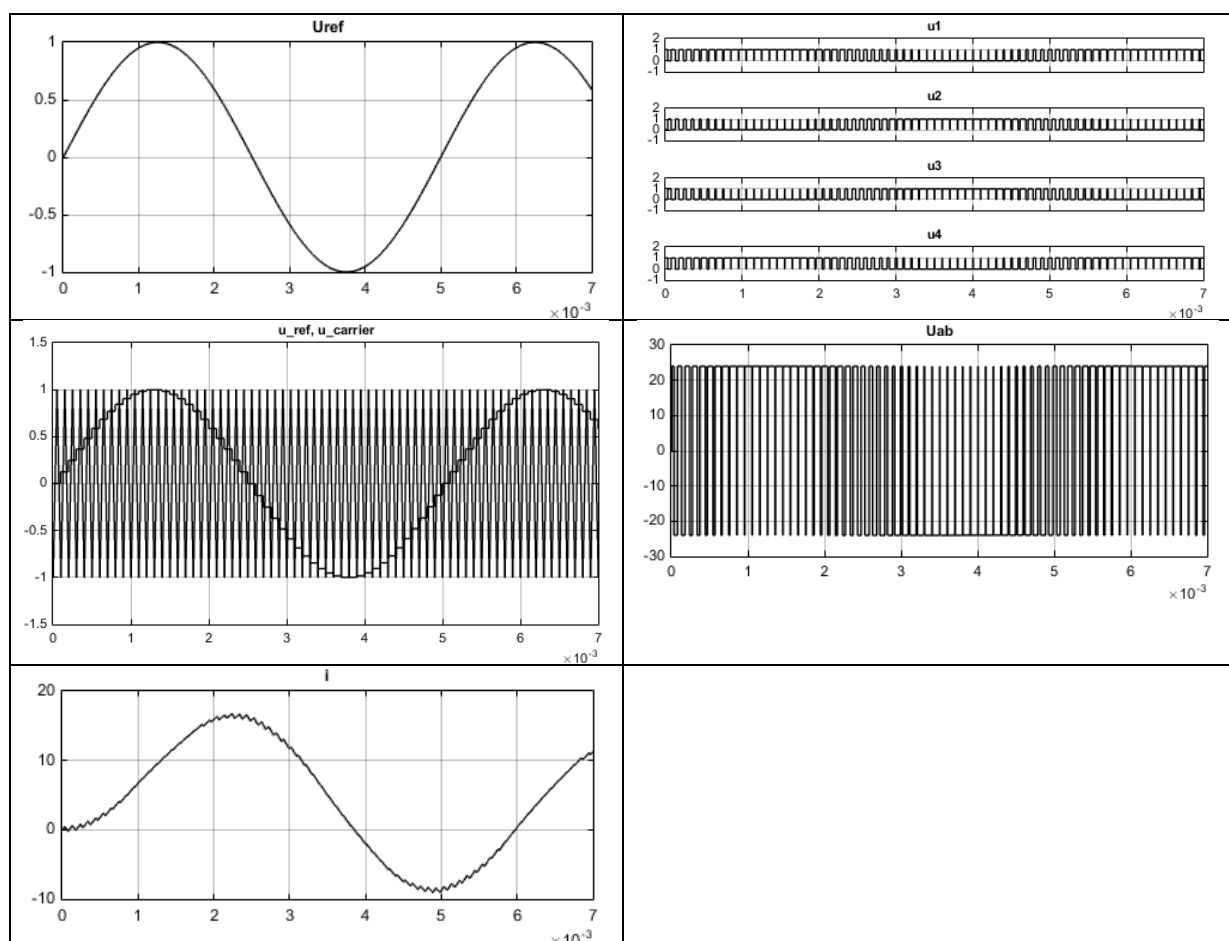


Рис. 5.20 Графики работы биполярного инвертора напряжения с ШИМ-модуляцией

### Выводы по главе

1. Рассмотрены основные структуры силовой части шагового и вентильного привода на базе инверторов напряжения.
2. Описаны принципы широтно-импульсной модуляции при управлении как униполярными, так и биполярными инверторами напряжения на примере универсального библиотечного модуля ШИМ-генератора, доступного в программе моделирования MATLAB. Моделирование возможно с учетом реальных параметров силовых ключей.

### **Контрольные вопросы**

1. Укажите основные недостатки простых многоканальных коммутаторов фаз.
2. В чем состоит принцип широтно-импульсной модуляции напряжения?
3. Какую схему силовой части можно порекомендовать для управления трёхфазным шаговым двигателем с переменным магнитным сопротивлением, двухфазным магнитоэлектрическим ШД, двухфазным гибридным ШД?
4. Как должны соотноситься частоты ШИМ и выходного напряжения инвертора?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ ТОКА ДЛЯ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

|        |  |     |
|--------|--|-----|
| 6.1.   | Аналоговый усилитель тока .....  | 144 |
| 6.2.   | Инверторы тока на базе ШИМ-преобразователей напряжения .....                             | 145 |
| 6.2.1. | Основа .....   | 145 |
| 6.2.2. | Структура и параметры регулятора тока.....   | 146 |
| 6.2.3. | Модель инвертора тока на базе ШИМ-генератора и полного однофазного моста .....           | 148 |
| 6.2.4. | Работа регулятора тока.....  | 150 |
| 6.2.5. | Упрощенная модель инвертора тока с ШИМ-преобразователем .....                            | 153 |
| 6.3.   | Инвертор тока с релейным регулятором тока .....  | 154 |
| 6.3.1. | Принцип действия .....   | 154 |
| 6.3.2. | Модель в MATLAB Simulink.....  | 155 |
| 6.3.3. | Работа релейного инвертора тока в режиме отработки целых шагов....                       | 156 |
| 6.3.4. | Работа релейного регулятора тока в режиме отработки дробных шагов .....                  | 156 |
| 6.3.5. | Модель релейного инвертора тока, управляемого блоком электрического дробления шага ..... | 157 |
| 6.3.6. | Работа релейного инвертора тока в режиме дробления шага .....                            | 158 |
| 6.3.7. | Переход из режима инвертора тока в режим инвертора напряжения....                        | 158 |
| 6.4.   | Инверторы тока с переключаемой структурой управления .....                               | 159 |
| 6.4.1. | Недостатки систем с классическим релейным регулятором.....                               | 159 |
| 6.4.2. | Инвертор тока по принципу «двойного токового коридора» .....                             | 160 |
| 6.4.3. | Модель инвертора тока с переключаемой структурой управления .                            | 162 |
| 6.4.4. | Модель управляющего автомата.....  | 163 |
| 6.4.5. | Работа инвертора тока с переключаемой структурой управления .....                        | 166 |
| 6.4.6. | Выбор границ токовых коридоров для режимов дробления шага .....                          | 167 |
| 6.5.   | Инверторы тока с фиксированной частотой ШИМ и отсечкой по току сверху .                  | 168 |
| 6.6.   | Инверторы тока с отсечкой сверху и фиксированной паузой ШИМ.....                         | 170 |
| 6.7.   | Инверторы тока предельного быстродействия .....  | 171 |

Для управления током и электромагнитным моментом ШД/ВД необходимы *инверторы тока – управляемые источники тока*. Идеальных источников тока не существует. Большинство инверторов тока реализуется на базе инверторов напряжения, охваченных отрицательной обратной связью по току, и устройств управления, выполняющих функцию *регуляторов тока*. Регуляторы тока в простых маломощных приводах реализуются аппаратно, в частности, на базе операционных усилителей, в более сложных и ответственных – программно, на базе микропроцессоров или программируемых логических матриц (ПЛИС).

Применяются различные датчики тока: от простейших шунтов до гальванически развязанных датчиков тока на основе эффекта Холла, которые включаются последовательно с фазой ШД/ВД. В силовых микросхемах, реализующих полный спектр функций драйвера ШД/ВД (блока управления), часто используются специальные структуры силовых транзисторов, содержащие в себе встроенные датчики тока, что позволяет вообще отказаться от использования внешних датчиков.

Только при использовании инверторов тока возможна реализация современных структур управления, таких как электрическое дробление шага ШД, векторное управление ШД или ВД. При этом особое значение имеют высокие темпы нарастания/спадания тока, определяющие скоростной диапазон работы привода.

В этой главе мы рассмотрим базовые принципы реализации инверторов тока. Под электрическим дроблением шага будем понимать режим ступенчатого синусоидального изменения фазных токов так, что амплитуда результирующего вектора тока остается постоянной, а фаза меняется с заданной дискретностью.

### 6.1. Аналоговый усилитель тока

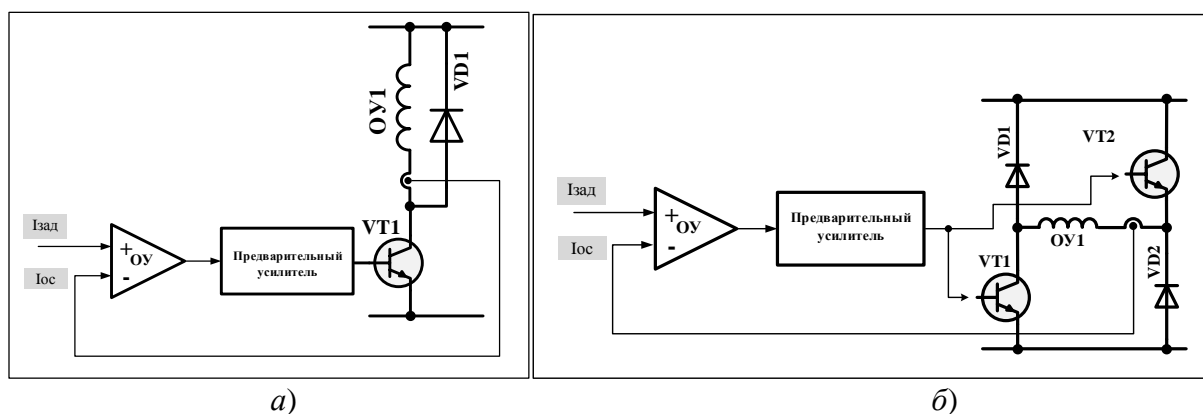


Рис. 6.1 Аналоговые инверторы тока: а – простейший; б – на базе силового полумоста



При использовании многоканальных коммутаторов для управления униполярными ШД самым простым и очевидным способом перевода инвертора напряжения в режим инвертора тока является перевод силового транзистора из ключевого в активный режим работы (рис. 6.1, а). При этом сопротивление силового ключа будет автоматически меняться для поддержания заданного тока. Точность поддержания тока велика и определяется большим суммарным коэффициентом усиления компаратора на базе операционного усилителя ОУ и драйвера силового ключа (предварительного усилителя).

Решение имеет два недостатка: неэкономичность – значительные потери в силовом ключе и проблемы воспроизведения спадающей части кривой заданного фазного тока в режимах дробления шага, так как темп спадающего тока определяется только электромагнитной постоянной времени закороченной фазы двигателя. Исправить второй недостаток можно, если перейти в силовой части к полумостовой схеме (рис. 6.1, б).

Исправить второй (неэкономичность) – невозможно. Поэтому, такое решение используется исключительно при малых мощностях в прецизионных системах, когда обязательным требованием является полное отсутствие пульсаций в фазных токах и связанных с ними электромагнитных помех на внешнее электронное оборудование.

## **6.2. Инверторы тока на базе ШИМ-преобразователей напряжения**

### *6.2.1. Основы*

Классический переход от инвертора напряжения к инвертору тока выполняется за счет введения отрицательной обратной связи по току и регулятора тока на входе преобразователя напряжения. На рис. 6.2 показан вариант включения регулятора тока для униполярного инвертора на базе полумоста из силовых транзисторов, управляемого ШИМ-генератором. Обычно регулятор тока *пропорционально-интегральный*, что позволяет получить *астатическую* систему поддержания заданного тока (без ошибки по току в установившемся режиме работы).

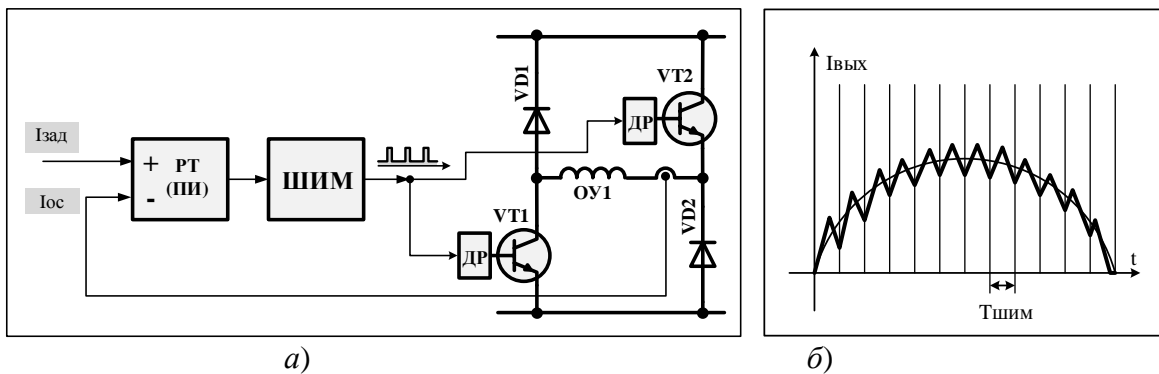


Рис. 6.2 Инвертор тока на базе ШИМ-преобразователя напряжения: а – структура; б – кривая фазного тока

Аналогично строится и инвертор тока для биполярного инвертора на базе полного Н-моста.

### 6.2.2. Структура и параметры регулятора тока

Структура и параметры регуляторов тока в электроприводе обычно синтезируются по принципу *подчиненного регулирования координат* [4, 10] (краткая справка дана в приложении 1). При этом в первом приближении не учитывается ЭДС в фазах машины (двигатель заторможен).

Покажем, как это делается, на примере управления одной фазой гибридного двухфазного ШД типа РК268 DA фирмы Oriental Motors. Параметры фазы двигателя:  $R_{\phi} = 0,5 \text{ Ом}$ ;  $L_{\phi} = 1,6 \text{ мГн}$ ;  $I_{\phi \text{ ном}} = 4,2 \text{ А}$ ;  $U_{\pi} = 24 \text{ В}$  или  $48 \text{ В}$ , в зависимости от требуемого скоростного диапазона работы привода.

Без учета влияния ЭДС передаточная функция фазы ШД по току:

$$W_{\phi}(p) = \frac{I_{\phi}(p)}{U_{\phi}(p)} = \frac{1/R_{\phi}}{T_{эл}p + 1}, \quad (6.1)$$

где  $T_{эл} = L_{\phi}/R_{\phi} = 3,2$  – электромагнитная постоянная времени фазы, мс.

С учетом ранее полученной (глава 5) передаточной функции инвертора напряжения на базе полного моста, управляемого ШИМ-генератором, структура инвертора тока выглядит, как показано на рис. 6.3.

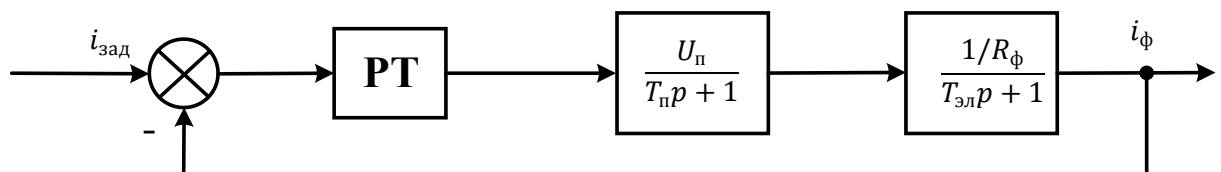


Рис. 6.3 Структура инвертора тока на базе ШИМ-преобразователя напряжения

В такой структуре большое значение имеет правильный выбор частоты ШИМ. С одной стороны, она должна быть меньше допустимой максимальной частоты переключения силовых ключей, а с другой – достаточно большой, чтобы пульсации выходного тока сглаживались электромагнитной инерционностью фазы двигателя и практически не проходили на вход регулятора тока по каналу обратной связи.

Оценим частоту ШИМ исходя из допустимой величины пульсаций фазного тока при воспроизведении инвертором нулевого задания тока. Предполагая, что запас по напряжению питания инвертора достаточный и падением напряжения на активном сопротивлении фазы можно пренебречь, имеем максимальный темп изменения тока:

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\max} \cong \frac{U_{\pi}}{L_{\phi}}. \quad (6.2)$$

Введем понятие допустимой пульсации тока за счет работы ШИМ-преобразователя напряжения (например, 1%):

$$\Delta i[\text{A}] = \frac{\Delta i[\%]}{100} \cdot I_{\phi \text{ ном}} = \frac{1}{100} \cdot 4,2 = 0,042 \text{ A}. \quad (6.3)$$

Предполагая, что при нулевом задании ток меняется от  $-\Delta i$  до  $+\Delta i$  и имеет близкую к треугольной форму, оценим период и частоту ШИМ:

$$T_{\text{шим}} \cong 4 \frac{\Delta i}{\left(\frac{U_{\pi}}{L_{\phi}}\right)} \text{ и } f_{\text{шим}} \cong \frac{U_{\pi}}{4 \cdot \Delta i \cdot L_{\phi}}. \quad (6.4)$$

В результате получим:

$$f_{\text{шим}} \cong \frac{24}{4 \cdot 0,042 \cdot 1,6e^{-3}} = 89286 \text{ Гц}.$$

Силовые ключи при малых мощностях, особенно в силовых микросхемах, могут работать на частотах до 100 кГц. Примем частоту ШИМ равной 80 кГц ( $T_{\text{шим}} = 0,0125$  мс).

Выберем в качестве некомпенсируемой постоянной времени эквивалентную постоянную времени ШИМ-преобразователя напряжения, равную периоду ШИМ:  $T_{\mu} = T_{\pi} = 0,0125$  мс. Передаточная функция объекта регулирования тока и желаемая передаточная функция разомкнутой системы имеют вид:

$$\begin{cases} W_{\text{орт}}(p) = \frac{U_{\pi}}{T_{\pi} p + 1} \cdot \frac{1/R_{\phi}}{T_{\text{эл}} p + 1}; \\ W_{\text{жел раз}}(p) = \frac{1}{a T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \end{cases} \quad (6.5)$$

Коэффициент «а» определяет желаемое качество переходного процесса. Так, для настройки на «технический оптимум» с перерегулированием 5% он должен быть равен 2.

С учетом соотношения:

$$W_{\text{жел раз}}(p) = W_{\text{рт}}(p) \cdot W_{\text{орт}}(p) \quad (6.6)$$

рассчитывается передаточная функция регулятора тока. Она оказывается равной:

$$W_{\text{рт}}(p) = k_{\text{п}} + k_{\text{и}} \frac{1}{p}, \quad (6.7)$$

где коэффициенты пропорционально-интегрального регулятора равны:

$$\begin{cases} k_{\text{п}} = \frac{T_{\text{эл}} R_{\Phi}}{a T_{\text{п}} U_{\text{п}}}; \\ k_{\text{и}} = \frac{R_{\Phi}}{a T_{\text{п}} U_{\text{п}}}. \end{cases} \quad (6.8)$$

Для двух допустимых уровней напряжения питания инвертора – 24 и 48 В, при настройке на технический оптимум, получим следующие значения коэффициентов:

$$k_{\text{п}} = 2,667/1,333 \text{ [1/A]} \text{ (для напряжения питания 24/48 В);}$$

$$k_{\text{и}} = 833,3/416,7 \text{ [1/(A·с)]} \text{ (для напряжения питания 24/48 В).}$$

### 6.2.3. Модель инвертора тока на базе ШИМ-генератора и полного однофазного моста

На рис. 6.4 показана модель инвертора тока, реализованная в MATLAB Simulink с использованием библиотеки SimPowerSystems. Она полностью отражает физическую структуру инвертора за исключением регулятора тока (симулируется стандартными блоками Simulink), пока без учета дискретности по времени цифровой системы управления.

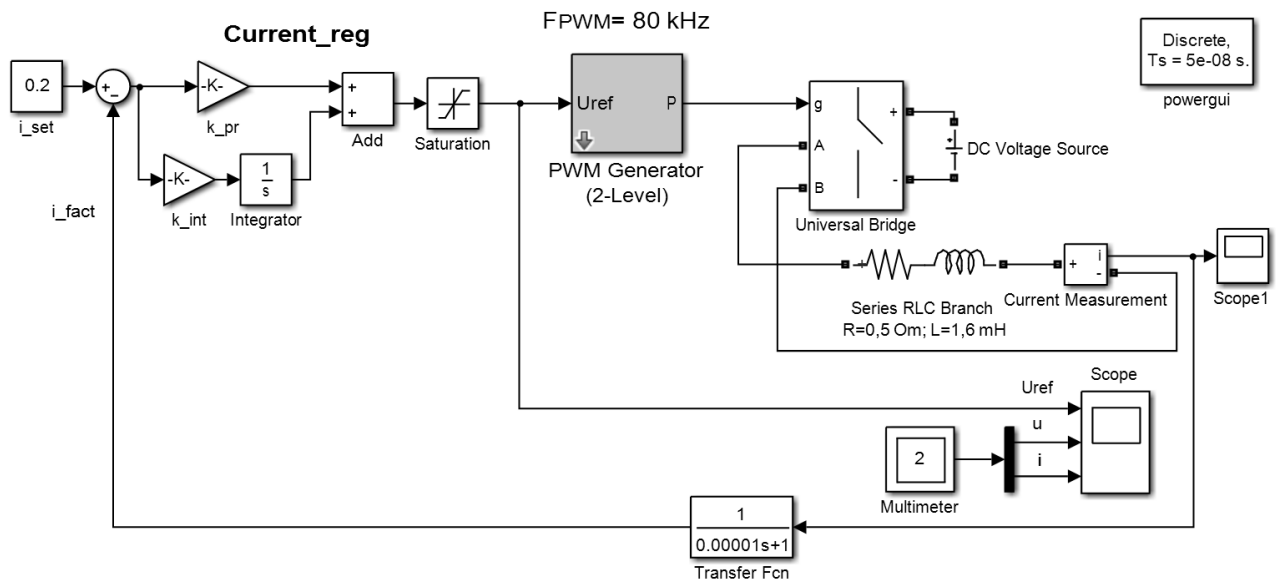


Рис. 6.4 Модель биполярного инвертора тока с ШИМ-преобразователем напряжения

### Комментарии

- 1) Силовая часть – универсальный мост, настроенный на работу в режиме полного биполярного H-моста (2 стойки, 4 идеальных ключа).
- 2) ШИМ-генератор вырабатывает 4 управляющих попарно комплементарных сигнала на частоте 80 кГц.
- 3) Регулятор тока имеет пропорциональную и интегральную части, выходные сигналы которых суммируются и ограничиваются в блоке насыщения допустимым значением входного сигнала ШИМ-генератора  $U_{ref}$  ( $\pm 1$ ).
- 4) Фаза ШД представлена последовательным соединением сопротивления и индуктивности – блок Series RLC. Для него разрешена регистрация входного напряжения и входного тока (символом «+» отмечена положительная клемма встроенных в блок вольтметра и амперметра).
- 5) Для регистрации измеряемых переменных (фазного напряжения и фазного тока) в модель включен блок Multimeter, который позволяет сохранять в памяти компьютера и исследовать осциллограммы измеряемых переменных. Результаты моделирования отображаются сразу после его завершения.
- 6) Вектор измеряемых переменных дополнительно демультиплицируется и поступает на входы трёхканального стандартного модуля осциллографа вместе с модулирующим сигналом  $U_{ref}$ .
- 7) Для наглядности в модель дополнительно включен блок «Амперметра», выходной сигнал которого используется в качестве сигнала обратной связи по току и поступает на вход блока сравнения заданного и фактического токов.

- 8) Для уменьшения пульсаций сигнала обратной связи по току используется простейший инерционный фильтр с постоянной времени  $0,0125$  мс, соответствующей периоду ШИМ.
- 9) Блок Powergui позволяет выбрать оптимальный метод интегрирования и интервал дискретизации модели, ускоряя процесс моделирования.

#### *6.2.4. Работа регулятора тока*

Физическая модель, представленная на рис. 6.4, позволяет исследовать все детали работы инвертора тока, в том числе при различных типах силовых ключей, разных параметрах защитных цепей (снабберов) и уровнях напряжения питания инвертора.

На рис. 6.5 представлены осциллограммы отработки скачкообразного задания тока фазы  $+0,2$  А и  $-2$  А при напряжении питания силового моста 24 В. В первом случае регулятор тока работает в линейной зоне (не входит в режим насыщения), и переходный процесс соответствует теоретически ожидаемому. Во втором – регулятор тока входит в насыщение ( $-1$ ) и сначала ток нарастает при максимально возможном напряжении  $-U$ , а при достижении задания – автоматически ограничивается на нужном уровне.

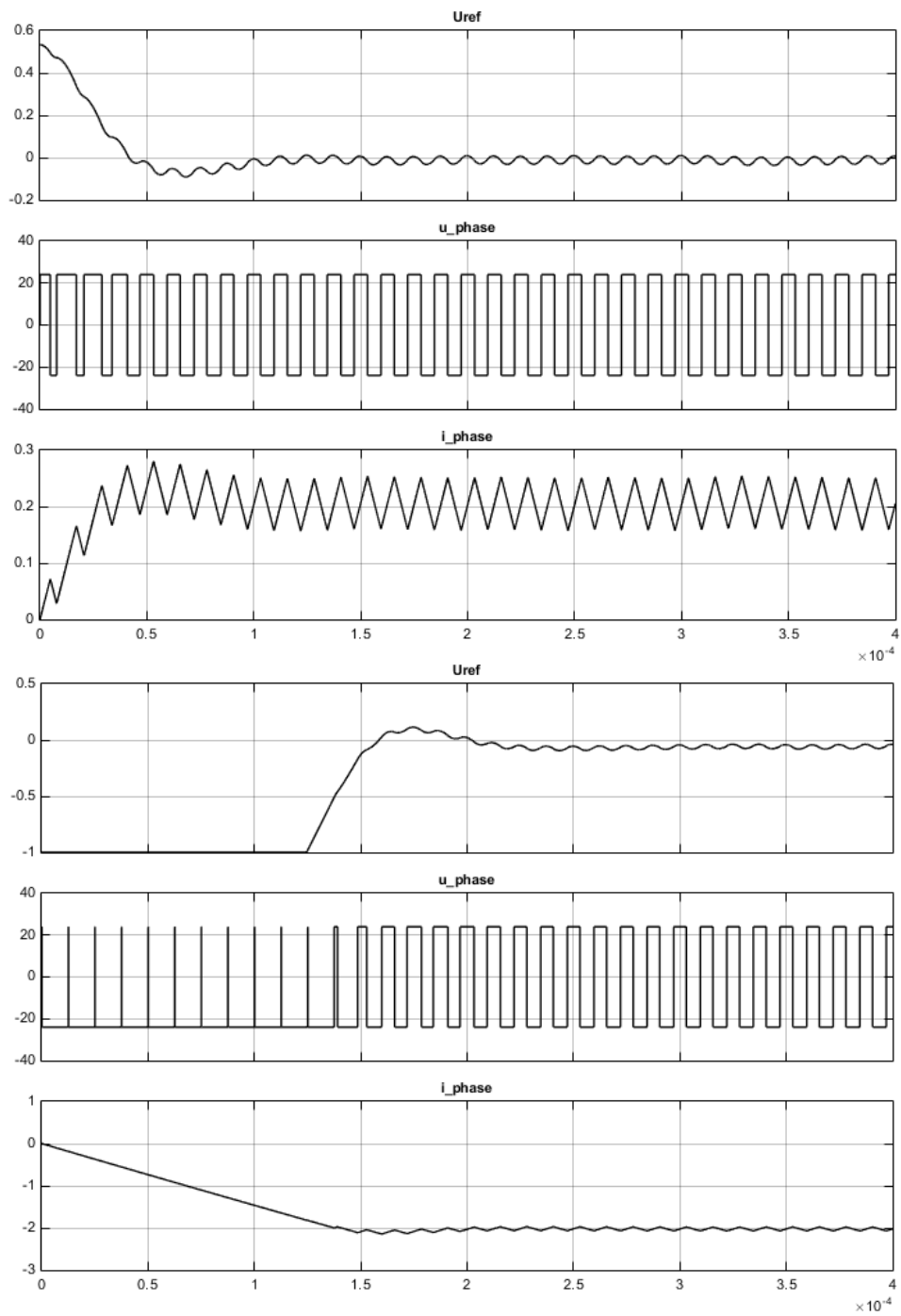


Рис. 6.5 Осциллограммы обработки задания тока +0,2 А и -2 А при  $U_{\text{п}} = 24$  В

При повышении напряжения питания инвертора вдвое быстродействие инвертора тока при обработке заданных токов повышается также в два раза (рис. [6.6](#)).

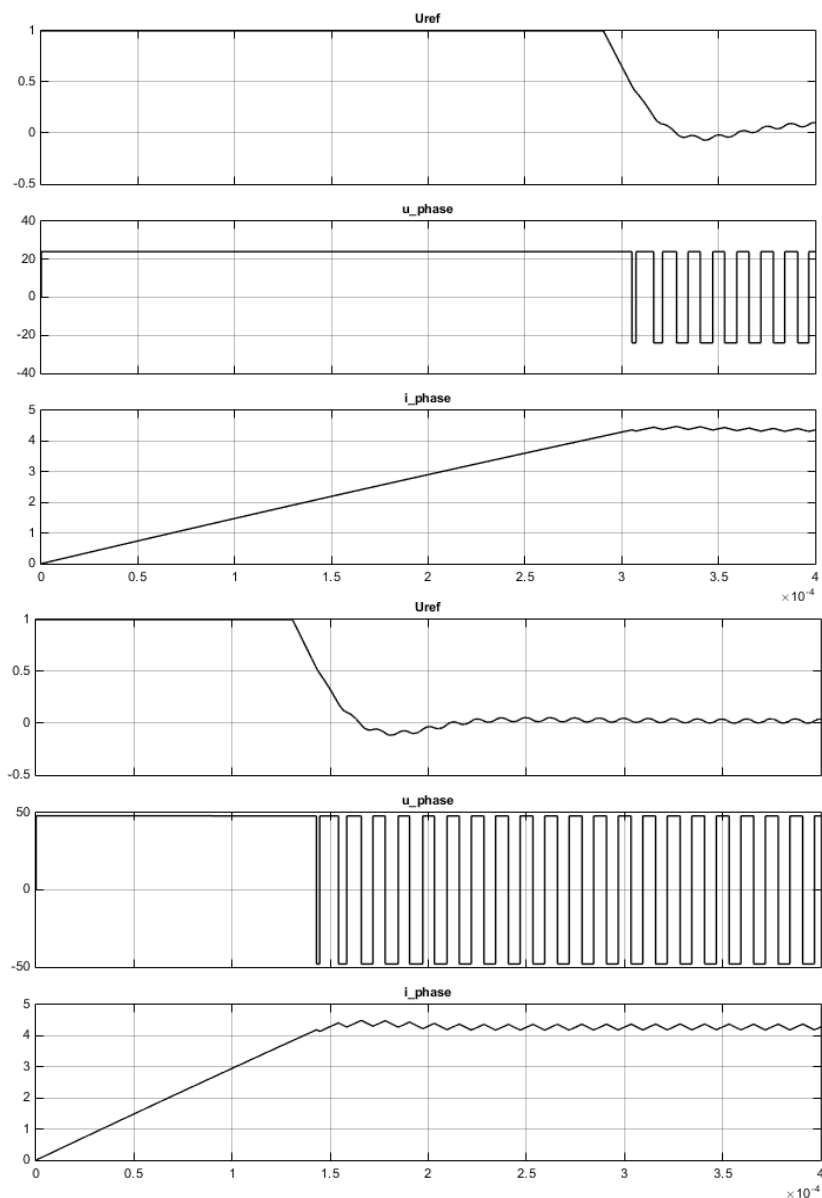


Рис. 6.6 Воспроизведение номинального тока при напряжении питания  $U_{\text{п}} = 24 \text{ В}$  и  $48 \text{ В}$

### Комментарии

1. Период ШИМ-модуляции соответствует заданному  $0,0125 \text{ мс}$  (частота  $80 \text{ кГц}$ ).
2. Управление силовыми ключами реализовано во втором импульсном режиме ( $+U, -U$ ).
3. Пульсация фазного тока соответствует заданной  $\Delta i \approx 0,042 \text{ А}$  (1% номинального тока).
4. Использование простого фильтра первого порядка в цепи обратной связи по току позволило существенно снизить пульсации этого сигнала и получить приемлемое качество управления. Синтез регулятора тока в общем случае должен выполняться с учетом реальной передаточной функции фильтра в цепи обратной связи по току.



5. Модель блока ШИМ-генератора имеет небольшой недостаток. При ограничении модулирующего сигнала  $U_{ref}$  на уровне  $+1$  скважность выходного напряжения равна  $+U_{п}$ , а на уровне  $-1$  – почти  $-U_{п}$ , но не точно. Это практически не сказывается на работе модели. В большинстве реальных процессорных реализаций ШИМ-генераторы полностью симметричны.

#### 6.2.5. Упрощенная модель инвертора тока с ШИМ-преобразователем

Для синтеза контуров скорости и положения в шаговых и вентильных электроприводах подробная модель рис. 6.4 избыточна. Можно воспользоваться более простой моделью из стандартных блоков MATLAB Simulink (рис. 6.7).

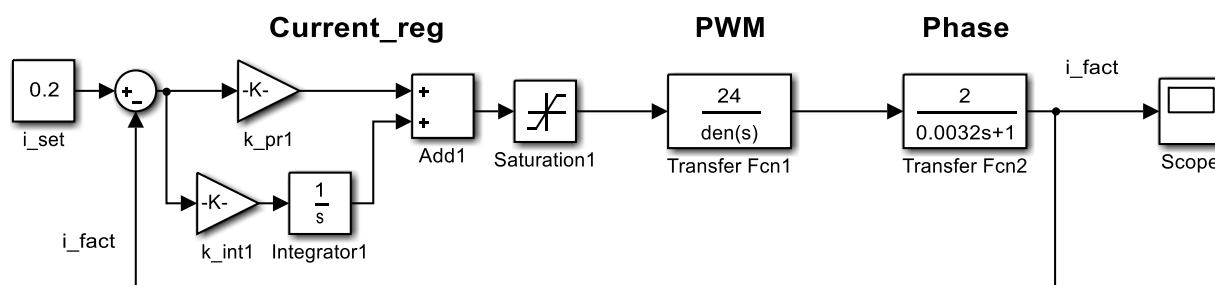


Рис. 6.7 Упрощенная модель инвертора тока

#### Комментарии:

- 1) Регулятор тока тот же.
- 2) ШИМ-инвертор напряжения – обычное инерционное звено с постоянной времени, равной периоду ШИМ (0,0125 мс) и коэффициентом усиления  $k = U_{п} = 24$ .
- 3) Фаза ШД – инерционное звено первого порядка с постоянной времени, равной электромагнитной постоянной времени фазы  $T_{эл} = 3,2$  мс и коэффициентом усиления  $k = 1/R_{\phi} = 2$ .

Результаты сравнения двух графиков тока при отработке малого задания (в линейной зоне регулятора тока) представлены на рис. 6.8. Незначительное отличие определяется наличием фильтра в цепи обратной связи по току в первой модели и его отсутствием во второй.

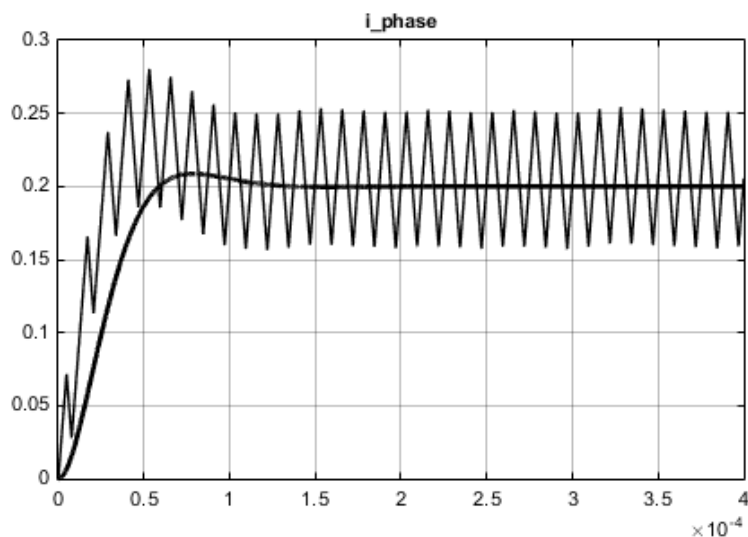


Рис. 6.8 Сравнение формы тока в полной и упрощенной моделях инвертора тока

## Вывод

Простая модель инвертора тока с ШИМ-преобразователем, представленным простым инерционным звеном, удовлетворительно описывает его поведение по средним значениям во всей зоне заданных токов, вплоть до номинального.

## 6.3. Инвертор тока с релейным регулятором тока

### 6.3.1. Принцип действия

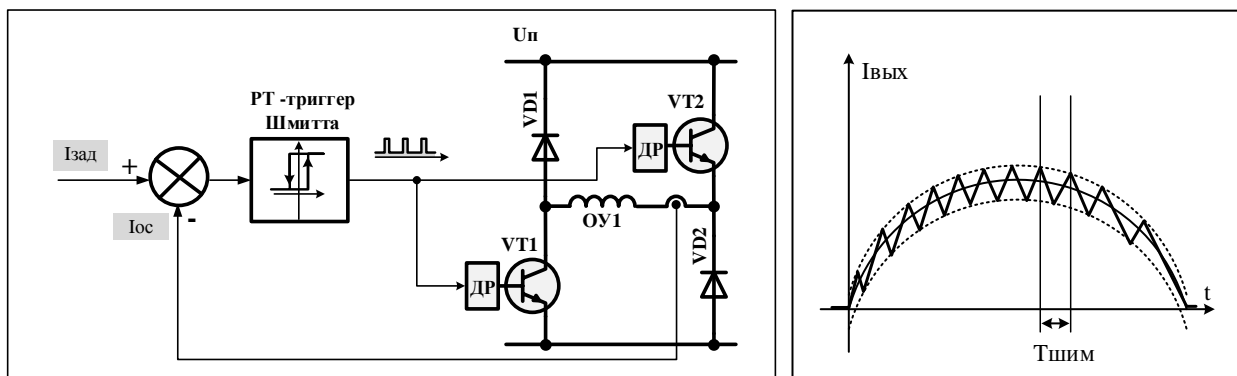


Рис. 6.9 Инвертор тока с релейным регулятором тока

Система управления с *релейным регулятором тока* – одна из наиболее простых и часто используемых на практике структур инверторов тока (как при аппаратной, так и при программной реализации) (рис. 6.9). Регулятор тока представляет собой устройство с двумя устойчивыми состояниями – триггер Шмитта, имеющий зону нечувствительности  $\Delta i$ , которая определяет величину «*токового коридора*», в котором может находиться фактическое значение тока.

Предполагается, что датчик тока позволяет полностью контролировать ток, как на этапе его нарастания, так и на этапе спада.

### 6.3.2. Модель в MATLAB Simulink

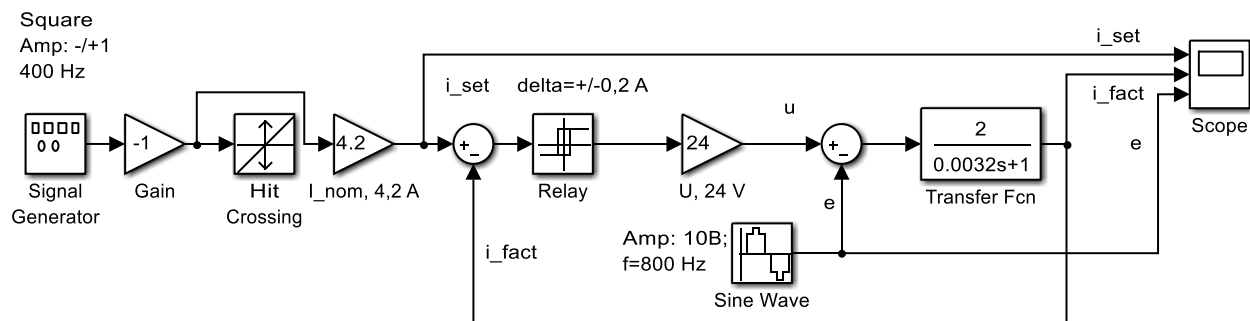


Рис. 6.10 Модель фазы ШД, управляемой от релейного регулятора тока

На рис. 6.10 представлена модель фазы ШД, управляемой от релейного биполярного регулятора тока. Большинство блоков – стандартные.

#### Комментарии:

- 1) Фаза двигателя имеет параметры (0,5 Ом, 1,6 мГн) и моделируется инерционным звеном первого порядка с электромагнитной постоянной времени 0,0032 с;
- 2) Источник напряжения питания  $U_{п} = 24$  В коммутируется релейным регулятором тока, имеющим зону нечувствительности  $\pm 0,2$  А.
- 3) Синусоидальный сигнал  $e$ , имитирующий возможную ЭДС фазы двигателя, вычитается из сигнала фазного напряжения  $u$ . Этот сигнал с точки зрения регулирования тока является возмущающим. Частота сигнала, например, 800 Гц (вдвое больше заданной частоты фазного тока 400 Гц). Модель синусоидального генератора дискретная – время выборки 0,000025 с.
- 4) Для имитации режима парной биполярной коммутации фаз используется блок генератора прямоугольных импульсов (меандра) с частотой 400 Гц и амплитудой  $\pm 1$ . Инвертор и дополнительный усилитель превращают его выходной сигнал в задание тока  $\pm 4,2$  А ( $I_{\phi \text{ ном}}$ ), поступающее на компаратор, сравнивающий заданный ток с фактическим.
- 5) Блок кроссировки Hit Crossing (с никуда не подключенным выходом) служит для повышения точности моделирования при переходе задающего сигнала через ноль.

### 6.3.3. Работа релейного инвертора тока в режиме отработки целых шагов

Рассмотрим работу релейного инвертора тока при амплитуде возмущающего сигнала по ЭДС 10 В и частоте 800 Гц в режиме парной разнополярной коммутации фаз (на примере одной фазы) – рис. 6.11.

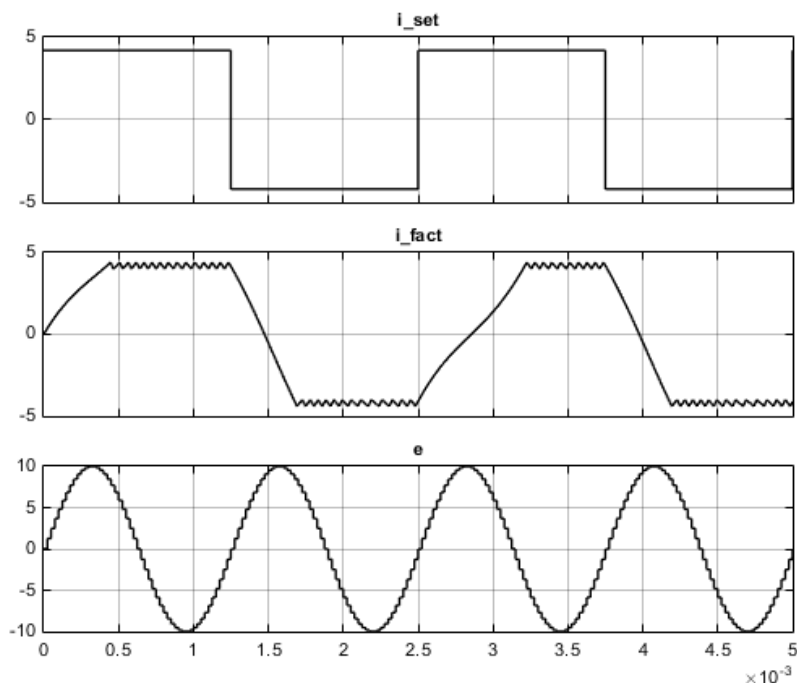


Рис. 6.11 Инвертор тока при прямоугольном задании фазного тока частотой 400 Гц

#### Выводы

- 1) Релейный регулятор тока полностью справляется со своей задачей при любых значениях ЭДС фазы, не превышающих напряжения питания: ток автоматически поддерживается внутри заданного «токового коридора».
- 2) Темпы нарастания/спадания тока и частота ШИМ при выходе на заданное значение тока меняются в соответствии с внешними условиями (величиной ЭДС и, в общем случае, – значениями параметров двигателя). Система управления является «робастной» – мало чувствительной к изменениям внешних условий и параметров.
- 3) Частота ШИМ определяется шириной «токового коридора» и во втором импульсном режиме работы инвертора ( $+U$ ,  $-U$ ) может превышать допустимую для силовых ключей, что потребует расширения «токового коридора».

### 6.3.4. Работа релейного регулятора тока в режиме отработки дробных шагов

Наличие инвертора тока в силовой части ШЭП позволяет реализовать режим электрического дробления шага, когда токи фаз меняются по

ступенчатому синусоидальному закону. В режиме биполярного управления ( $+U$ ,  $-U$ ), при достаточном запасе по напряжению питания релейный регулятор тока обеспечивает качественное формирование как нарастающей, так и спадающей ветви заданного тока.

### 6.3.5. Модель релейного инвертора тока, управляемого блоком электрического дробления шага

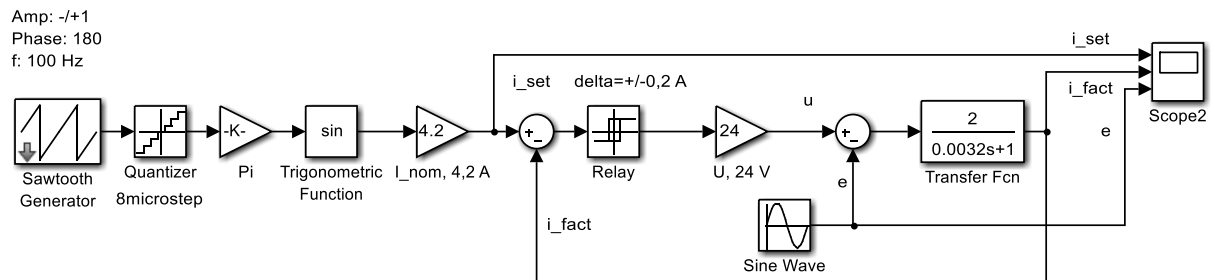


Рис. 6.12 Модель инвертора тока фазы, управляемого от модели блока микрошагового управления

Блок электрического дробления шага может моделироваться разными способами. Один из возможных вариантов показан на рис. 6.12. Используется генератор пилообразного опорного сигнала, выход которого изменяется от  $-1$  до  $+1$  с заданной частотой (в примере  $100$  Гц). Начальная фаза сигнала  $180$  электрических градусов, начальное значение выхода генератора ноль. Выход генератора имитирует фазу вектора результирующего тока статора ШД.

Один период изменения опорного сигнала соответствует изменению фазы заданного тока на  $2\pi$  рад. Исполнительный двигатель – двухфазный биполярный с общим числом электрических состояний  $4$  (шагов на электрический оборот). Следовательно, при принятом в этом примере коэффициенте дробления равном  $8$ , полному электрическому обороту будет соответствовать  $4 \cdot 8 = 32$  электрических состояния, а половине электрического оборота –  $16$ .

В блоке «квантователя» (Quantizer) задана дискретность по уровню  $0,0625$ , что соответствует шестисти (1/0,0625 = 16) дискретным значениям фазы тока на половине периода и  $32$ -м на полном периоде). После умножения значения фазы на  $2\pi$  вычисляется синус этого аргумента, чтобы получить безразмерное значение функции  $\text{Sin}(x)$ . Умножение на  $4,2$  А дает заданное значение тока на каждом дробном шаге, которое и подается на вход релейного регулятора тока для воспроизведения.

### 6.3.6. Работа релейного инвертора тока в режиме дробления шага

Осциллограммы отработки серии дробных шагов на выходной частоте тока 100 Гц при возмущающем воздействии по ЭДС амплитудой 10 В и частотой 800 Гц показаны на рис. 6.13. Видно, что каждому из 4-х электрических состояний для режима работы ШД с целым шагом соответствует 8 дробных шагов (коэффициент дробления конструктивного шага 8). Всего на электрическом обороте реализовано 32 различных электрических состояния.

Каждое из них успевает отработаться и на нарастающей и на спадающей части кривой заданного тока при использовании второго импульсного режима управления ключами инвертора ( $+U$ ,  $-U$ ). При этом частота ШИМ и темп изменения тока от одной ступени тока к другой определяются как уровнем напряжения питания инвертора, так и величиной возмущающих факторов (ЭДС, значениями параметров фазы).

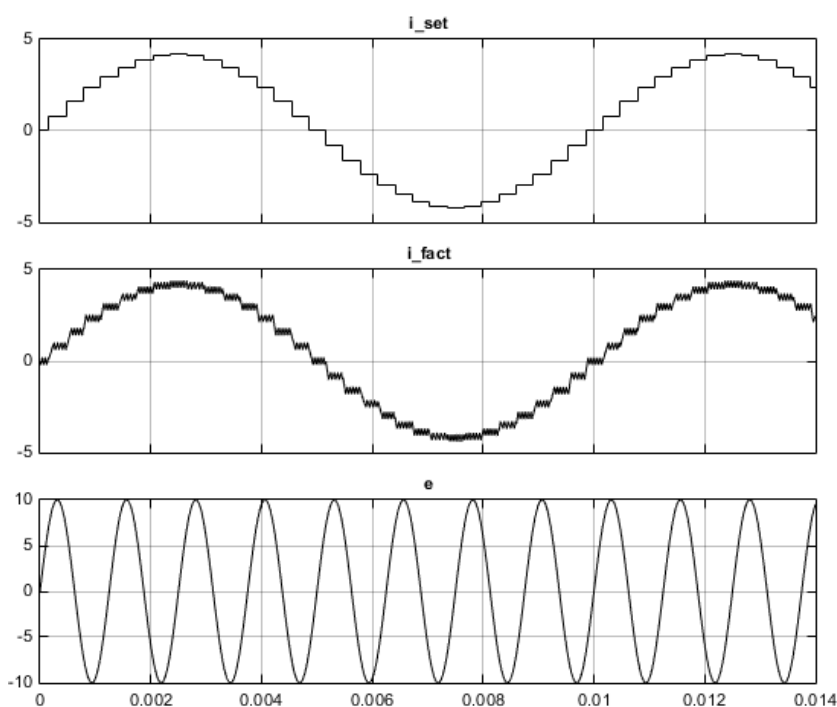


Рис. 6.13 Отработка задания тока в режиме электрического дробления шага

### 6.3.7. Переход из режима инвертора тока в режим инвертора напряжения

С повышением частоты управления и, соответственно, частоты выходного тока, электрические состояния перестают фиксироваться, и ток становится близким к синусоидальному. Дальнейшее повышение частоты управления ведет к уменьшению амплитуды тока и к постепенному переходу от синусоидальной формы тока к треугольной, что сопровождается

существенным уменьшением электромагнитного момента. Это режим выхода силового преобразователя из режима инвертора тока и перехода в режим инвертора напряжения. К фазе двигателя будут прикладываться только импульсы положительного и отрицательного напряжения. ШИМ-модуляция прекращается (рис. 6.14, где процесс показан при нулевом значении ЭДС).

Существует только один способ сохранения синусоидальности токов и поддержания заданного уровня момента – повышение уровня напряжения питания, что может быть сделано в системах, имеющих входной DC/DC-преобразователь или регулируемый источник питания постоянного тока.

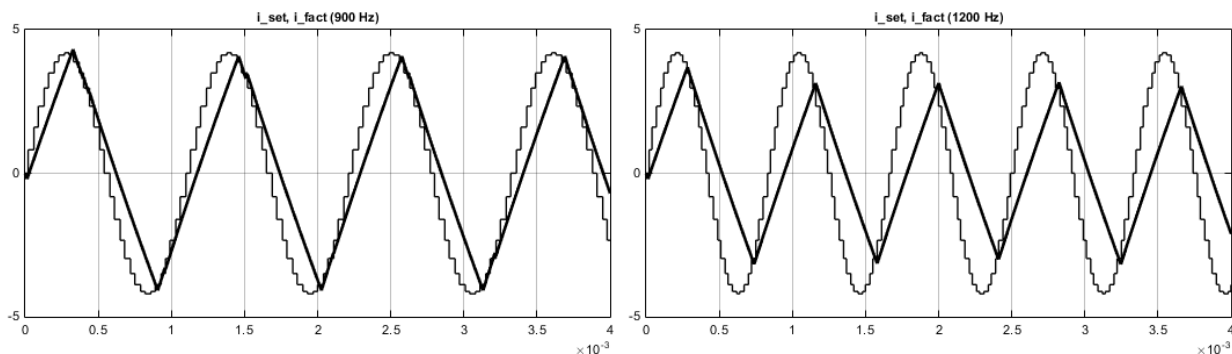


Рис. 6.14 Переход инвертора тока в режим инвертора напряжения

## 6.4. Инверторы тока с переключаемой структурой управления

### 6.4.1. Недостатки систем с классическим релейным регулятором

Принцип релейного поддержания тока, рассмотренный выше, является одним из самых простых в реализации, но имеет ряд недостатков:

- 1) Во втором импульсном режиме переключения силовых ключей инвертора ( $+U$ ,  $-U$ ) любое задание тока может быть отработано при наличии необходимого запаса по напряжению в источнике питания, но частота ШИМ может быть чрезмерно большой, вызывающей существенные динамические потери в силовых ключах.
- 2) Увеличенные динамические потери приводят к снижению энергетической эффективности инвертора (КПД) и необходимости дополнительных мер по отводу тепла.
- 3) В изменяющихся условиях (разные значения скорости и ЭДС вращения, нагрузки привода, параметров двигателя при нагреве и т.п.) частота ШИМ может меняться в широких пределах (на порядок и более), что затрудняет фильтрацию электромагнитных помех, негативно воздействующих на внешнее электрооборудование.

Попытки снизить частоту ШИМ за счет расширения «токового коридора» не всегда эффективны, особенно в системах с электрическим дроблением шага, где точность поддержания тока определяет разрешение шагового электропривода по положению.

#### 6.4.2. Инвертор тока по принципу «двойного токового коридора»

Переход в системе управления инвертором тока от второго импульсного режима к первому ( $+U, 0$ ) на порядок снижает частоту ШИМ и динамические потери в силовых ключах, но сопровождается дополнительными проблемами:

- 1) В период паузы ШИМ ( $U = 0$ ), обмотка ШД или ВД оказывается замкнутой. Если мгновенное значение ЭДС вращения или трансформаторной ЭДС (при наличии электромагнитных связей между фазами двигателя) окажется совпадающим с направлением спадающего тока, то вместо спадающего тока, мы получим возрастающий ток, значение которого никак не контролируется системой управления. Это приведет к нежелательным «выбросам» тока в период паузы ШИМ, которые могут превысить даже уставку максимально-токовой защиты.
- 2) Из-за таких «выбросов» тока во время паузы ШИМ ни о каком «токовом коридоре» и точности поддержания тока внутри него не может быть и речи.
- 3) В системах электрического дробления шага ШД и векторного управления ВД формирование спадающей части кривой заданного тока будет затруднено, так как оно выполняется только за счет естественного спадания тока при  $U = 0$ , что существенно ограничивает возможный частотный диапазон работы привода.

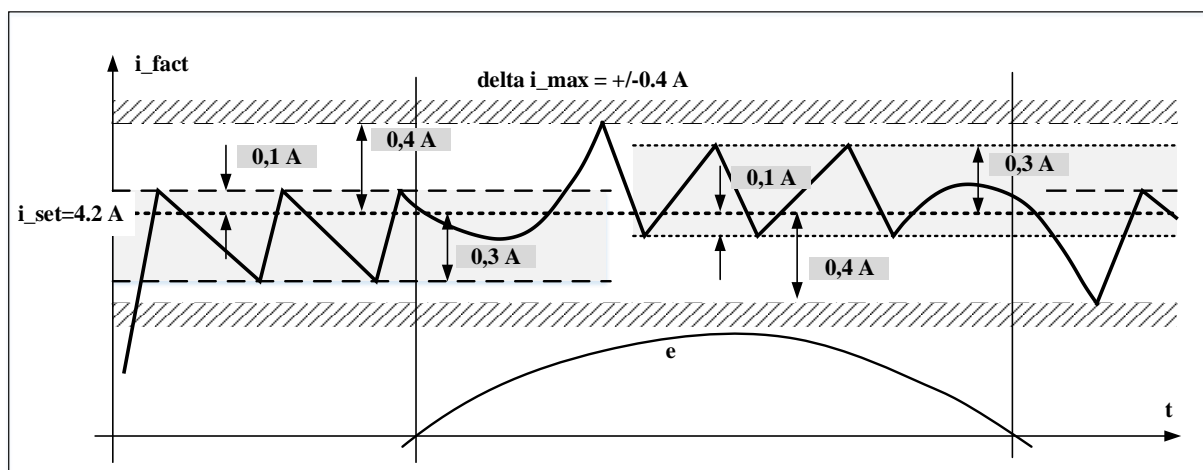


Рис. 6.15 Идея инвертора тока, работающего по принципу «двойного токового коридора»



В ответственных системах, где управление инвертором тока реализовано с использованием высокопроизводительных сигнальных процессоров или программируемых логических матриц (ПЛМ), можно реализовать систему с переключением структур управления между двумя «токовыми коридорами», один из которых работает в режиме  $(+U, 0)$ , а второй – в режиме  $(-U, 0)$ . Идея такого управления иллюстрируется графически на рис. 6.15.

- В систему управления входят два конечных автомата, управляющих напряжением, приложенным к фазе двигателя. Первый автомат работает в режиме  $(+U, 0)$ , а второй в режиме  $(-U, 0)$ .
- В любой момент времени активен только один из автоматов.
- Если суммарная ЭДС фазы противоположна по знаку напряжению питания, то для положительного задания тока, как показано на рис. 6.15, работает первый автомат  $(+U, 0)$ . Ток поддерживается внутри первого токового коридора (границы коридора заданы произвольно для иллюстрации принципа действия):

$$(i_{set}-0.3) \leq i_{fact} \leq (i_{set}+0.1) \quad (6.9)$$

- Если значение ЭДС в период паузы ШИМ меняет знак (например, за счет колебаний скорости ШД относительно среднего значения), и ток в короткозамкнутом контуре фазы не уменьшается, а увеличивается и достигает верхней допустимой границы, – для нашего примера  $(i_{set}+0.4)$ , первый автомат выключается и включается второй, работающий в режиме  $(-U, 0)$ .
- Второй автомат может иметь те же границы «токового коридора», что и первый, либо смещенные. На рис. 6.15 эти границы смещены вверх для наглядности.
- Под действием отрицательного напряжения  $-U$  ток фазы начинает форсированно спадать до тех пор, пока не будет достигнута нижняя граница второго «токового коридора». Произойдет включение фазы на нулевое напряжение, и ток в закороченной фазе опять начнет возрастать за счет ЭДС, совпадающей по направлению с током фазы.
- При достижении верхней границы второго токового коридора к фазе вновь приложится отрицательное напряжение  $-U$ , и ток начнет спадать. Предполагается, что величина напряжения питания инвертора выбрана правильно и модуль суммарной ЭДС фазы никогда не превысит напряжения питания. Уровень фактического тока всегда будет ограничен вторым «токовым коридором»:

$$(i_{set}- 0.1) \leq i_{fact} \leq (i_{set}+0.3) \quad (6.10)$$

- Если значение ЭДС уменьшится или сменит знак, то в период паузы ШИМ второго автомата вместо увеличения тока получим его уменьшение. Оно контролируется нижней допустимой границей тока – в нашем примере ( $i_{set}-0.4$ ). Как только эта граница будет пройдена, второй автомат отключится и вновь начнет работать первый.

### Основные преимущества метода:

- 1) Частота ШИМ на порядок меньше частоты ШИМ для обычного релейного регулятора тока.
- 2) Предельно уменьшены динамические потери в силовых ключах. Достигнута максимально возможная энергетическая эффективность инвертора не в ущерб качеству поддержания тока при любой форме его задания, в том числе при ступенчатой синусоидальной для режимов дробления шага ШД и синусоидальной в режиме векторного управления ВД.
- 3) Полностью исключены неконтролируемые «выбросы» тока как вверх, так и вниз, повышена точность отработки токового задания, что позволяет поднять коэффициент дробления шага и разрешение ШД по положению.

#### 6.4.3. Модель инвертора тока с переключаемой структурой управления

На рис. 6.16 представлена модель одной фазы того же самого исполнительного шагового двигателя, что и раньше, но управляемой от инвертора тока с переключаемой структурой управления.

Модель имитирует работу фазы в режиме парной разнополярной коммутации ШД с целым конструктивным шагом: задание тока – меандр с амплитудой 4,2 А и частотой 100 Гц.

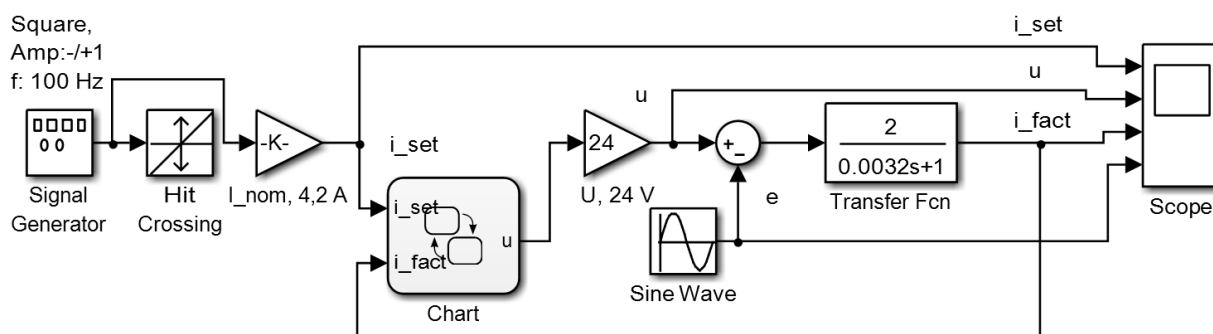


Рис. 6.16 Инвертор тока с переключаемой структурой управления

Отличительная особенность модели – наличие *управляющего автомата* или *поточковой диаграммы* (Chart), реализующей алгоритм управления напряжением, приложенным к фазе ШД.

#### 6.4.4. Модель управляющего автомата

В соответствии с рис. 6.15 система управления инвертором тока должна быть реализована в виде двух независимых систем управления: системы управления первым токовым коридором « $i\_korr\_1$ » и системы управления вторым токовым коридором « $i\_korr\_2$ ». Если работает одна из них – вторая отключена. При определенных условиях выполняется переход от первой системы управления ко второй и обратно.

Каждая из двух систем управления, в свою очередь, может находиться только в двух возможных состояниях, формируя в этих состояниях необходимые управляющие воздействия на силовые ключи инвертора напряжения:

$i\_korr\_1$ : State1 ( $u = +1$ ) и State2 ( $u = 0$ );  
 $i\_korr\_2$ : State3 ( $u = -1$ ) и State4 ( $u = 0$ ).

Переходы внутри систем  $i\_korr\_1$  и  $i\_korr\_2$  определяются только состоянием текущего тока фазы по отношению к заданным границам токовых коридоров. Они выполняются по следующим условиям (табл. 6.1):

Таблица 6.1 Внутренние переходы

| Переход | Условие                     |
|---------|-----------------------------|
| 1→2     | $i\_fact \geq i\_set + 0,1$ |
| 2→1     | $i\_fact \leq i\_set - 0,3$ |
| 3→4     | $i\_fact \leq i\_set - 0,1$ |
| 4→3     | $i\_fact \geq i\_set + 0,3$ |

Переходы от одной системы управления ко второй и обратно также определяются текущим токовым состоянием и установленными границами токовых переходов (табл. 6.2):

Таблица 6.2 Внешние переходы

| Переход                             | Условие                     |
|-------------------------------------|-----------------------------|
| $i\_korr\_1 \rightarrow i\_korr\_2$ | $i\_fact \geq i\_set + 0,4$ |
| $i\_korr\_2 \rightarrow i\_korr\_1$ | $i\_fact \leq i\_set - 0,4$ |

Системы управления, подобные описанной выше, называются *последовательными управляющими автоматами* или *конечными автоматами*. Их отличительная особенность – наличие нескольких устойчивых состояний, в которых формируются определенные *действия* (вырабатываются управляющие воздействия), и *переходов* между ними. Последовательный автомат называется так потому, что он может находиться только в одном состоянии, переходя в другое устойчивое состояние только при «срабатывании» внешних условий [8, 10].

Конечные автоматы могут быть *асинхронными* (переходы выполняются сразу после срабатывания определенных условий) и *синхронными* (переходы выполняются в дискретные моменты времени, но при срабатывании определенных условий). Последние называются *дискретными управляющими автоматами*.

Последовательные автоматы используются очень широко: от систем управления режимами работы отдельного устройства, например, блока управления электроприводом, до системы управления станком, роботом, автоматической линией или даже заводом.

Попытки реализовать модель последовательного автомата с использованием стандартных модулей MATLAB Simulink (в том числе блоков условного выполнения, переключателей и т.п.) в большинстве случаев оказываются неудачными из-за возникновения так называемых «алгебраических контуров» и необходимости их «развязки».

Именно поэтому разработчики MATLAB создали специальный пакет расширения с очень широкими возможностями под названием StateFlow (можно перевести с англ. как Поток Состояний), предназначенный для моделирования последовательных автоматов любой сложности, в том числе вложенных и даже работающих параллельно. В рамках этой книги мы лишь продемонстрируем, как с использованием этого пакета расширения можно эффективно решить нашу конкретную задачу.

Итак, в обычной модели Simulink открывается новый объект под названием Chart (Потоковая диаграмма) и с помощью встроенного графического редактора создается так называемый *граф автомата*, состоящий из определенного числа вершин (состояний автомата) и стрелок с условиями перехода из одного состояния в другое. Для графа автомата определяются интерфейсы с остальной частью модели: входы (в данном примере  $i_{set}$ ;  $i_{fact}$ ) и выходы (в данном случае  $u$ ) – рис. 6.16.

Каждая вершина (состояние автомата) получает свое название (рис. 6.17). Вершины автомата соединяются стрелками с указанием на них условий «срабатывания» перехода.

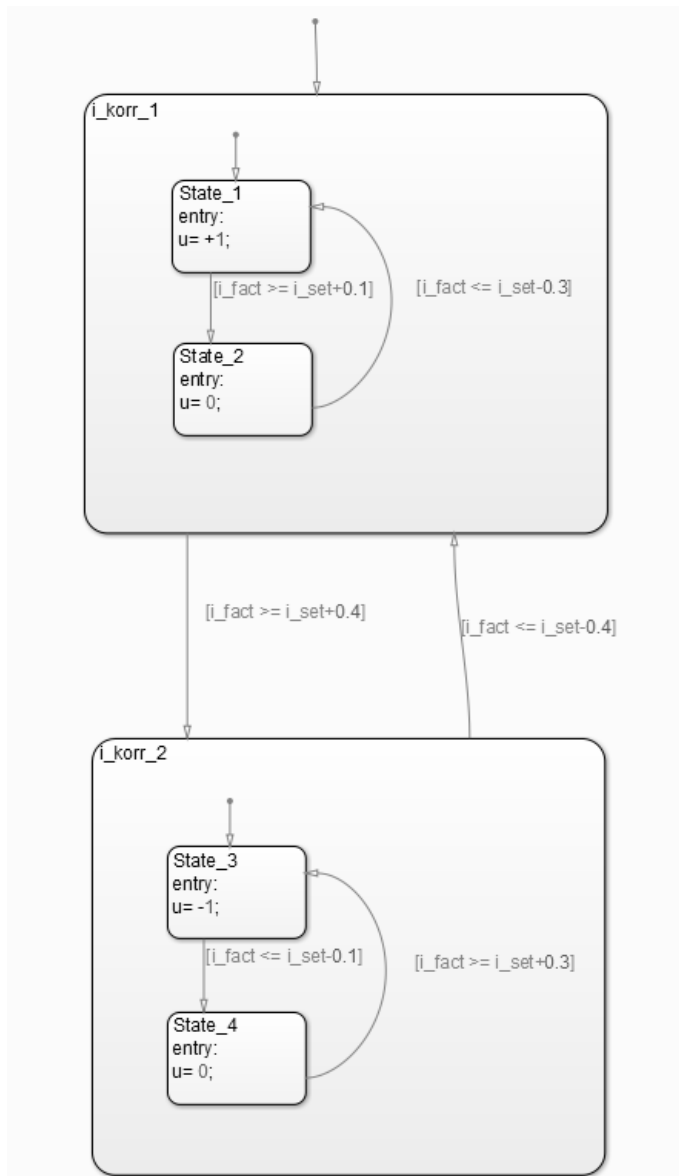


Рис. 6.17 Граф управляющего автомата

Внутри каждой вершины (состояния) определяются те действия, которые должны быть выполнены в этом состоянии. Различают действия, которые выполняются при первом вхождении в вершину (описываются после ключевого слова **Entry**), которые выполняются при очередном проходе автоматом данной вершины (описываются после ключевого слова **During**) и действия, которые выполняются только при срабатывании какого-то условия перехода и «покидании» данной вершины (описываются после ключевого слова **Exit**).

В нашем примере нужные управляющие воздействия вырабатываются при первом вхождении в каждую из вершин.

С помощью специальной стрелки с точкой определяются начальные состояния *головного автомата* и всех входящих в него *подавтоматов* (в нашем случае двух). Например, при переходе из автомата верхнего уровня

$i\_korr\_1$  в автомат  $i\_korr\_2$ , содержащий подавтомат, задается начальное состояние подавтомата State\_3.

После составления графа автомата Вы можете просто запустить модель Simulink на выполнение. Трансляция графа автомата в необходимую для выполнения программу происходит автоматически – алгебраические контуры полностью исключаются.

#### 6.4.5. Работа инвертора тока с переключаемой структурой управления

Осциллограмма работы инвертора тока при возмущающем воздействии по ЭДС амплитудой 5 В и частотой 150 Гц представлена на рис. 6.18.

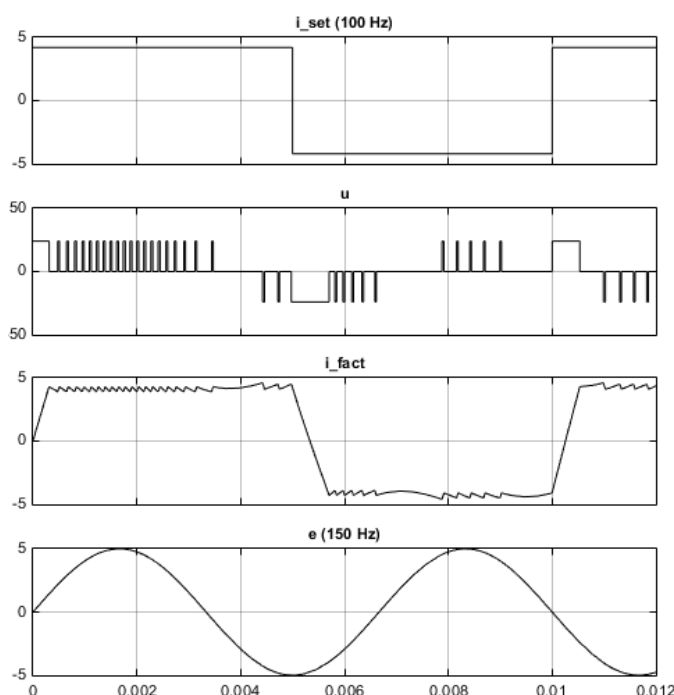


Рис. 6.18 Реакция инвертора тока с переключаемой структурой на возмущения по ЭДС

Действительно, инвертор тока всегда работает в одном из двух токовых коридоров  $(+U, 0)$  или  $(-U, 0)$ , переключаясь между ними лишь по мере необходимости, что существенно уменьшает частоту ШИМ и сокращает динамические потери в силовых ключах. Максимальное значение частоты ШИМ в несколько раз меньше, чем в обычном релейном регуляторе, работающем во втором импульсном режиме  $(+U, -U)$ .

Обратите внимание на интервал времени в области 0,004 с. Мост находится в режиме «медленного» спадания тока ( $U = 0$ ), а ЭДС фазы становится отрицательной, и ток в короткозамкнутом контуре начинает возрастать. Как только он превысит верхнюю допустимую границу, начинает работать автомат поддержания тока во втором токовом коридоре в режиме  $(-U, 0)$ , при этом ток автоматически ограничивается. Такая же ситуация имеет

место на временном интервале в районе 0,007 с, но только уже при отрицательном значении фазного тока.

#### 6.4.6. Выбор границ токовых коридоров для режимов дробления шага

В прецизионных системах управления значение дробного шага определяет разрешение ШЭП по положению. Желательно, чтобы используемые датчики тока, а также АЦП (в цифровых реализациях) позволяли идентифицировать минимальные изменения тока, которые соответствуют первому дробному шагу в сторону от максимального значения одного из фазных токов. Так, при коэффициенте дробления равном 4-м, электрический дробный шаг будет равен  $\alpha_{эл\ др} = 22,5$  эл.град. При этом относительное значение фазного тока изменится лишь на величину:

$$\Delta i_{\min}^* = \sin(90 \text{ эл. гр.}) - \sin(67,5 \text{ эл. гр.}) = 0,0761. \quad (6.11)$$

При номинальном токе 4,2 А приращение тока составит 0,32 А. Для того, чтобы инвертор тока с двойным токовым коридором максимально точно отработал эту ступеньку тока, желательно выбирать оба токовых коридора с одними и теми же уставками, меньшими  $\Delta i_{\min}$ , например,  $\pm 0,1$  А. Уровни переключения управления должны быть больше, например,  $\pm 0,2$  А.

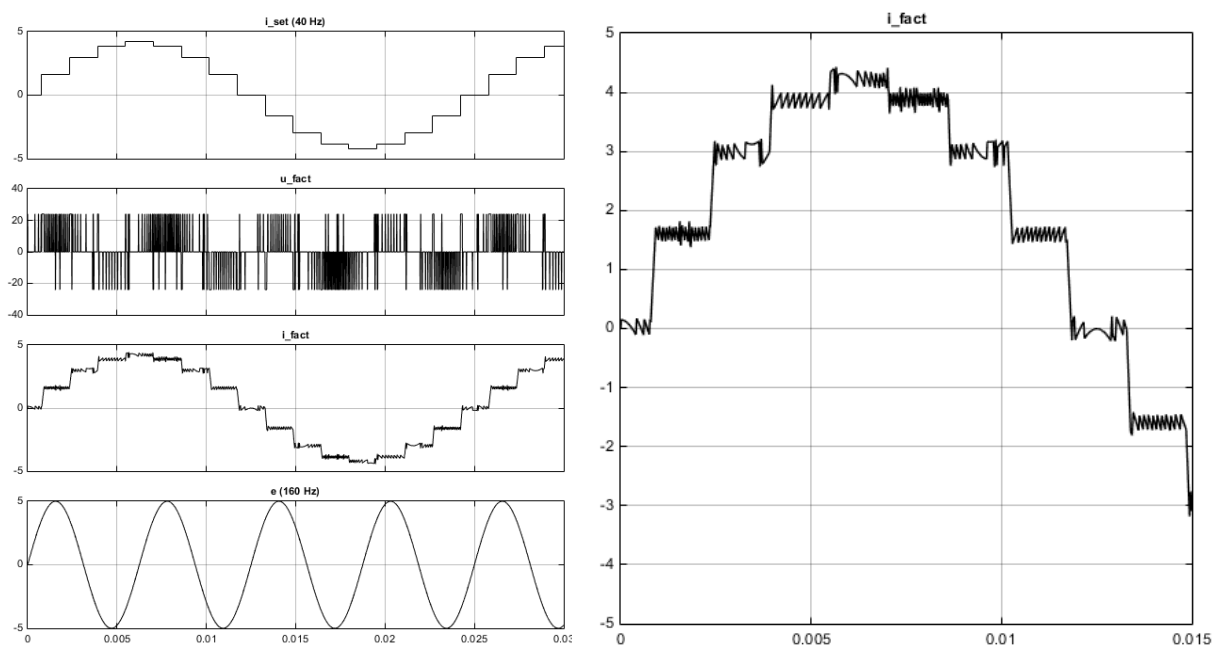


Рис. 6.19 Регулятор тока с переменной структурой в режиме дробления шага: *а* – все осциллограммы; *б* – фрагмент кривой тока более подробно

Осциллограммы работы регулятора тока с переменной структурой в режиме дробления конструктивного шага на четыре при частоте

управляющих импульсов 640 Гц (выходная частота тока 40 Гц) и возмущению по ЭДС амплитудой 5В с частотой 160Гц представлены на рис. 6.19.

**Вывод.** Регуляторы тока с переменной структурой гарантируют минимальную частоту ШИМ во всех режимах работы, минимальные динамические потери в ключах и максимально возможную точность поддержания заданного тока.

### 6.5. Инверторы тока с фиксированной частотой ШИМ и отсечкой по току сверху

В силовых микросхемах малой мощности (драйверах ШД) для упрощения и удешевления системы управления используются относительно простые системы регулирования токов. Они не используют процессоров и реализуются на жесткой логике или ПЛМ. Рассмотрим два типовых решения их этой области. Первое – инвертор тока с фиксированной частотой ШИМ и токовой отсечкой (рис. 6.20).

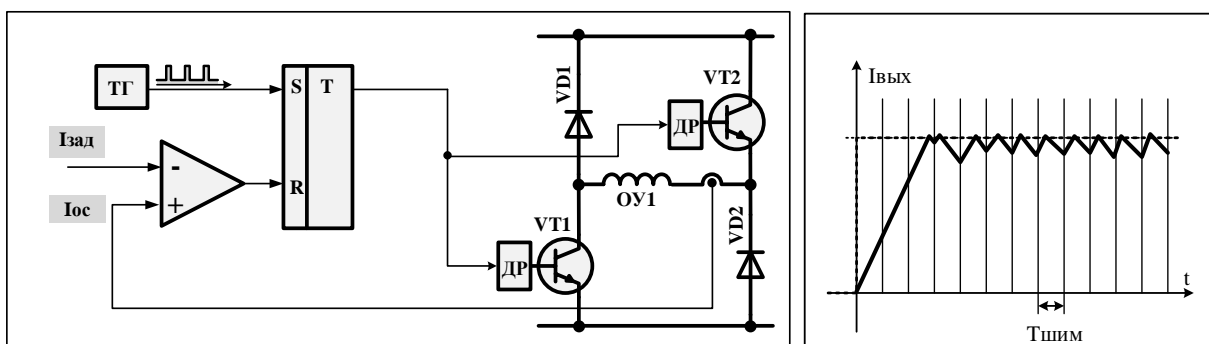


Рис. 6.20 Структура инвертора тока с фиксированной частотой ШИМ и ограничением тока сверху

Встроенный тактовый генератор, задающий частоту ШИМ, постоянно формирует импульсы включения ключей моста в направлении заданного тока, устанавливающие RS-триггер в состояние «1» (рис. 6.20). Задание величины тока поступает на вход «-» компаратора, а сигнал обратной связи по току на вход «+». Как только фактический ток превышает задание тока триггер сбрасывается в состояние «0», силовые ключи запираются – начинается этап спадания тока («отсечка» по току). Это может быть «медленное» (Slow) или «быстрое» (Fast) спадание, как показано на рис. 6.20 для несимметричного однофазного моста.

Очередным импульсом ТГ триггер вновь переключается в состояние «1» и начинается новый этап нарастания тока (очередной период ШИМ).



### Достоинства:

- простота реализации; фиксированная частота ШИМ, позволяющая легко отфильтровать электромагнитные помехи на внешнее электронное оборудование;
- возможность использования простых и дешевых датчиков тока в виде обычных шунтов, подключенных к нижней шине силового моста.

### Недостатки:

- неточность поддержания заданного тока – возможность значительных «просадок» тока вниз из-за влияния ЭДС вращения и неконтролируемого нижнего порога переключения ключей; наличие ошибки воспроизведения тока (реальный ток всегда меньше заданного);
- переход инвертора в первый импульсный режим (+U,0) уменьшает частоту ШИМ и динамические потери в ключах, но не обеспечивает качественного поддержания тока в паузе ШИМ. При знаке ЭДС, совпадающем с направлением тока, возможны неконтролируемые «выбросы» тока вверх, как показано на рис. 6.21.

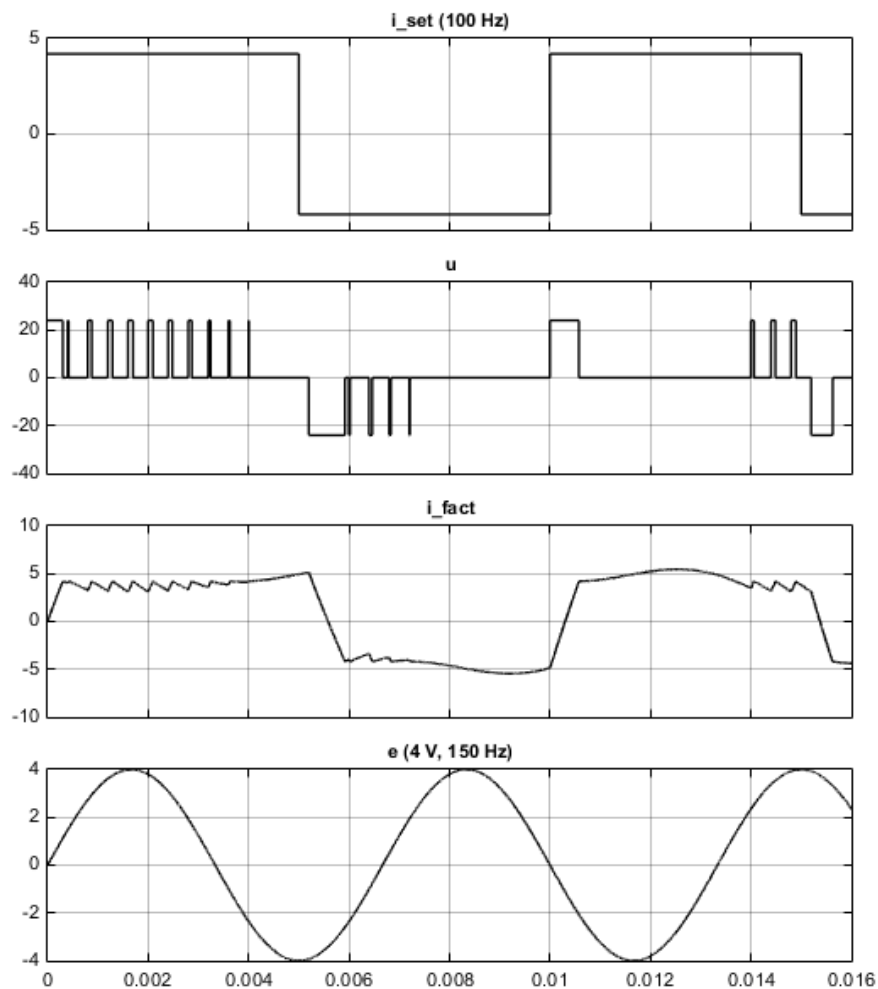


Рис. 6.21 Проблемы поддержания тока в простой структуре управления с фиксированной частотой ШИМ

Применение метода ограничено низкими частотами управления и требует существенных усовершенствований (см. главу 11).

## 6.6. Инверторы тока с отсечкой сверху и фиксированной паузой ШИМ

Недостатки предыдущей структуры частично устранены в схеме инвертора тока с фиксированной длительностью паузы ШИМ, принцип действия которого показан на примере простейшего инвертора напряжения (рис. 6.22). Сразу после срабатывания отсечки по току и перехода компаратора в состояние «0» (по заднему фронту импульса) запускается схема *одновибратора*, вырабатывающего импульс фиксированной длительности, определяющий время паузы ШИМ.

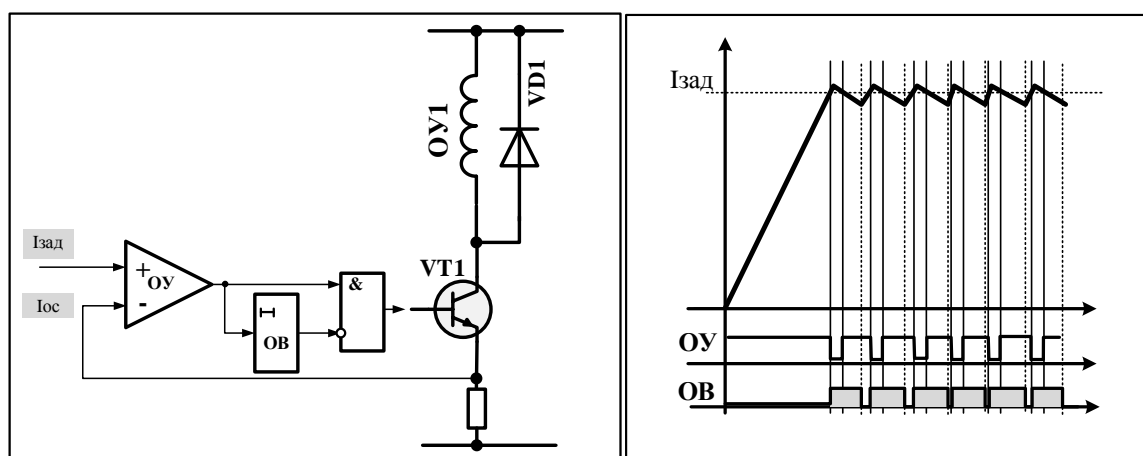


Рис. 6.22 Инвертор тока с фиксированной длительностью паузы ШИМ

При уменьшении тока ниже заданного значения и по истечении времени паузы производится повторное включение силового ключа. Таким образом, период ШИМ не является строго постоянным, как в предыдущей схеме, но изменяется незначительно. «Просадки» тока вниз ограничиваются.

К сожалению, большинство недостатков предыдущей схемы сохраняются, в том числе сложность качественного воспроизведения спадающего задания тока в режимах дробления шага.

Существует большое число комбинированных решений, например, таких, когда в паузе ШИМ имеется не один, а несколько этапов «медленного» и «быстрого» спада тока с фиксированной длительностью (см. главу 11).

## 6.7. Инверторы тока предельного быстродействия

В современных микропроцессорных системах управления с быстродействующими встроенными АЦП можно существенно повысить точность отработки токового задания за счет измерения тока на частоте запуска аналого–цифрового преобразования в АЦП, которая фактически будет частотой ШИМ (рис. 6.23).

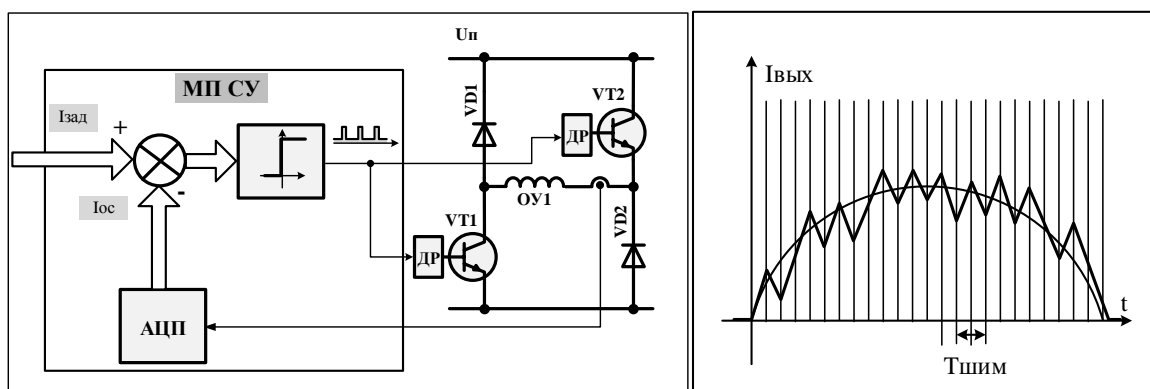


Рис. 6.23 Цифровой инвертор тока предельного быстродействия

Главный недостаток решения – неконтролируемо высокая частота ШИМ, которая может привести к существенным динамическим потерям в инверторе.

### Выводы по главе

1. Рассмотрены базовые принципы построения инверторов тока в современном шаговом и вентильном электроприводе, их недостатки и преимущества. Это позволяет, как оценить готовые решения, предлагаемые на рынке, так и выбрать стратегию собственной разработки.
2. При выборе конкретного решения необходимо учитывать стабильность частоты ШИМ и влияние внешних факторов, одним из которых является ЭДС вращения.

### Контрольные вопросы

1. В чем основная причина преимущественного использования инверторов тока вместо инверторов напряжения?
2. Возможно ли в релейном инверторе тока превышение верхней границы токового коридора, по каким причинам?
3. Почему предпочтение следует отдавать инверторам тока, обеспечивающим постоянство частоты ШИМ? По какому принципу они работают?

4. Почему в инверторах тока предельного быстродействия существует опасность перегрева инвертора?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## **7. БАЗОВЫЕ СТРУКТУРЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ИНВЕРТОРАМИ ТОКА**

|   |     |
|---|-----|
| 7.1. Расширение функций контроллера электропривода.....   | 173 |
| 7.2. Прямое цифровое управление электрическим состоянием ШД или ВД с использованием инверторов тока ..... | 175 |
| 7.3. Структуры систем управления ШД с электрическим дроблением шага... ..                                 | 178 |
| 7.3.1. Основы микрошагового управления .....  | 178 |
| 7.3.2. Контроллеры ШД с переменным коэффициентом дробления шага .....                                     | 184 |
| 7.3.3. Число дробных шагов на электрическом обороте.....  | 186 |
| 7.4. Шаговый электропривод с калибровкой электрических состояний ....                                     | 187 |
| 7.5. Структура частотно-токового управления ВД .....  | 191 |

### **7.1. Расширение функций контроллера электропривода**

Современный уровень развития микропроцессорной техники позволяет создавать качественные системы управления шаговыми и вентильными электроприводами – контроллеры ШД и контроллеры ВД, в которых большинство функций управления, в том числе собственно инверторами тока, реализуется на программном уровне с использованием возможностей встроенных в микроконтроллеры специализированных периферийных устройств [7, 8]. К таким периферийным устройствам относятся: многоканальные генераторы широтно-импульсных сигналов, используемые для управления инверторами напряжения/тока; аналого-цифровые преобразователи, позволяющие оцифровывать реальные значения токов фаз и внешних технологических переменных; квадратурные декодеры для интерфейса с импульсными датчиками скорости и положения в системах управления с обратными связями, в том числе в системах управления вентильных двигателей; модули захвата процессора событий для сопряжения с дискретными датчиками положения, встроенными в двигатель (например, на элементах Холла) и внешними дискретными датчиками (конечного положения, начала координат и т.д.); контроллеры периферийных интерфейсов для сопряжения с системами управления более высокого уровня по быстродействующим каналам связи (CAN, Ethernet, RS-485 и др.) для

приема управляющих сигналов и выдачи обратной информации о состоянии электропривода.

Под системой управления более высокого уровня понимается:

- микропроцессорный контроллер, который управляет всем агрегатом, составной частью которого являются один или несколько шаговых или вентильных электроприводов;
- специализированная плата управления ШД или ВД – плата расширения функций промышленного программируемого контроллера (ПЛК), предназначенная для реализации функций управления движением приводов определенного типа. При этом ПЛК управляет также и всеми остальными модулями объекта автоматизации (насосами, устройствами смены инструмента и т.д.);
- системы ЧПУ, реализованные на базе компьютеров в промышленном исполнении или в виде специализированных устройств, предназначенных для программного управления станками/роботами.

В первом случае электроприводы встраиваются в конечное оборудование вместе со своими контроллерами, а для управления ими используется *ведущий контроллер*, выполняющий функции управления объектом целиком, в том числе интерфейса с человеком-оператором. При этом в состав системы управления объектом входят средства интерфейса с контроллерами приводов и отображения их текущего состояния. Пример – двух- или трехкоординатный привод микроскопа для медицинских, биологических исследований или визуального тестирования качества изготовления интегральных микросхем. Управление координатами возможно от джойстика (скорость движения по каждой оси пропорциональна отклонению ручки джойстика). Состояние объекта исследования изображается на дисплее с возможностью масштабирования.

Еще примеры – трехкоординатные порталы на базе линейных двигателей для раскроя тканей; для лазерной гравировки или маркировки; лазерной резки листового металла и т.п. В этом случае для автономных устройств в качестве системы верхнего уровня управления приводами обычно используются компьютеры в промышленном исполнении, а для устройств, включенных в систему комплексной автоматизации оборудования цеха или завода, промышленные контроллеры или системы ЧПУ.

Имеется явно выраженная тенденция: число функций, которые передаются от системы управления верхнего уровня на уровень контроллера привода, постоянно увеличивается. Это связано с быстрым ростом вычислительных возможностей микропроцессоров, на базе которых

реализуются контроллеры привода. Так, при позиционировании от системы верхнего уровня может поступать только задание на перемещение и ограничения по скорости, ускорению, рывку. Контроллер привода сам формирует оптимальную траекторию движения и реализует ее. В системах контурного управления, например, двухкоординатным приводом подачи детали, даже интерполяция траектории движения может быть встроенной в двухкоординатный контроллер привода. При этом от системы верхнего уровня в контроллер привода передается только последовательность опорных точек и требуемая контурная скорость обработки детали.

Передача ряда функций управления на уровень контроллера привода снижает требования к быстродействию каналов связи с системами верхнего уровня и позволяет управлять неограниченным числом осей (координат) привода в современных системах комплексной автоматизации производства. Это одна из важнейших тенденций развития современного цифрового производства, требующая разработки специальных стратегий оптимального распределения функций между устройствами управления разных уровней.

В этой главе мы рассмотрим базовые цифровые структуры, которые реализуются практически во всех контроллерах шаговых и вентильных двигателей, причем все чаще не на аппаратном, а на программном уровне.

## **7.2. Прямое цифровое управление электрическим состоянием ШД или ВД с использованием инверторов тока**

Отличительной особенностью современных цифровых шаговых и вентильных электроприводов, которые в основном применяются в станкостроении и робототехнике, является стремление проектировщиков избавиться от динамической неопределенности в токах и, соответственно, в моментах машины при управлении от инвертора напряжения.

Это можно сделать только путем перехода к *прямому цифровому управлению электрическим состоянием машины с использованием быстродействующих инверторов тока*. Близкий к идеальному инвертор тока может быть получен при значительных *коэффициентах форсировки*, когда запас по напряжению питания значительно превышает номинальное напряжение, необходимое для создания в обмотке машины номинального тока. В шаговых и вентильных электроприводах коэффициент форсировки по напряжению может достигать значений **20** и более, в то время как в общепромышленных электроприводах он не превышает **1,4–1,8**. Именно это обстоятельство позволяет говорить об использовании в шаговых и вентильных приводах преимущественно *управляемых инверторов тока*,

создающих в фазах двигателя переменные токи заданной амплитуды и частоты (см. главу 6).

Для шагового двигателя *число возможных электрических состояний*  $N_{эл}$  ограничено и определяется разрядностью цифрового кода  $N$ , задающего фазовое управляющее воздействие  $\gamma$  внутри контроллера ШД. Каждому значению фазового управляющего воздействия соответствует определенное программно заданное положение ротора двигателя. Например, если шина ввода фазового управляющего воздействия  $\gamma$  имеет разрядность 8 бит, то общее число возможных электрических состояний  $N_{эл} = 256$ . Следовательно, на каждом электрическом полюсном делении машины может быть задано и воспроизведено инвертором тока 256 различных положений вектора тока статора.

Отличительной особенностью силовых преобразователей для управления шаговыми двигателями, в сравнении с классическими преобразователями частоты для управления асинхронными и синхронными двигателями, является *способность временной фиксации любого электрического состояния* из  $N_{эл}$  возможных состояний. *Шаговый привод* – такой электропривод, который допускает *программный вызов любого электрического состояния машины* из общего числа  $N_{эл}$  состояний и сохранение этого состояния в течение любого времени. Каждому электрическому состоянию соответствует строго определенное механическое положение ротора (или подвижного элемента для линейного двигателя). В это положение ротор двигателя перемещается после отработки задания на перемещение и завершения переходного процесса.

Все возможные механические состояния ротора могут быть перенумерованы и воспроизведены ШД. Это предпосылка для создания числового программного управления приводами и технологическим оборудованием *без использования каких-либо датчиков положения*. Все *сервисное пространство* объекта управления разбивается на участки, каждому из которых соответствует одно электрическое полюсное деление машины. На каждом полюсном делении можно обеспечить воспроизведение  $N_{эл}$  положений ротора, на механическом обороте –  $N_{мех} = p_{п} \cdot N_{эл}$  механических положений, а на всем сервисном пространстве –  $k \cdot N_{эл}$  механических положений, где  $k$  – полный путь в сервисном пространстве в числе электрических оборотов двигателя.

Так, если  $N_{эл} = 256$ , то для представления текущего заданного положения ротора можно использовать 32-разрядную целочисленную переменную  $N$ , младший байт которой будет равен собственно номеру текущего электрического состояния машины  $N$ , а старшие 24 разряда –



представлять собой число электрических полюсных делений, которые должен пройти ротор до заданного положения. Такой подход обеспечивает однозначность представления любого положения ротора в сервисном пространстве станка или робота.

Обобщенная структура ядра современного шагового привода с прямым цифровым управлением вектором электрического состояния (вектором суммарного тока статора) по двум переменным, амплитудному  $I_m$  и фазовому  $\gamma$  управляющим воздействиям, показана на рис. 7.1.



Рис. 7.1 Структура ядра современного шагового электропривода с прямым цифровым управлением вектором электрического состояния

Блок управления шаговым двигателем в такой структуре состоит из двух устройств – *инвертора тока*, обеспечивающего формирование в фазах двигателя заданных токов, и микропроцессорного устройства управления – *контроллера ШД*. Одна из базовых функций низкого уровня для контроллера ШД – преобразование кодов амплитудного  $I_m$  и фазового управляющих воздействий  $\gamma$  в задания токов фаз для инвертора тока.

Задания токов фаз могут формироваться как в аналоговом виде (показано на рис. 7.1), так и в цифровом:

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}} = I_m \cdot \cos(\gamma); \\ i_{2 \text{ зад}} = I_m \cdot \sin(\gamma). \end{cases} \quad (7.1)$$

В первом случае говорят об инверторе тока с аналоговыми входами (*аналоговом инверторе тока*), а во втором – о *цифровом инверторе тока*. Цифровой инвертор тока, как правило, не имеет отдельной системы управления и обслуживается тем же самым контроллером ШД. При этом

именно контроллер ШД отвечает за качество воспроизведения заданного токового состояния, которое зависит от точности используемых в системе датчиков токов и разрядности аналого-цифрового преобразователя, входящего в состав контроллера ШД.

Представленная на рис. 7.1 обобщенная структура является основой для построения широкого класса не только шаговых, но и вентильных электроприводов, в том числе с векторным управлением. Отличие только в том, каким путем вырабатывается фазовое управляющее воздействие. Например, в системах частотного управления синхронными (а также шаговыми двигателями) оно зависит от заданного значения частоты  $\gamma = \omega t$ , а в вентильных двигателях определяется текущим положением ротора на полюсном делении машины, например, при нейтральной коммутации  $\gamma = \theta + \frac{\pi}{2}$ .

### 7.3. Структуры систем управления ШД с электрическим дроблением шага

#### 7.3.1. Основы микрошагового управления

Система управления ШД с *электрическим дроблением шага* (*микрошаговым управлением*) должна строиться так, чтобы все возможные электрические состояния машины на каждом электрическом обороте отстояли друг от друга на один и тот же электрический угол  $\Delta\gamma$ , который является электрическим дробным шагом  $\alpha_{др}$  и одновременно *разрешением* шагового электропривода *по электрическому углу*:

$$\alpha_{др} = \Delta\gamma = \frac{2\pi}{N_{эл}}. \quad (7.2)$$

Фазовое управляющее воздействие  $\gamma$  связывается с текущим номером электрического состояния  $N$  соотношением:

$$\gamma = 2\pi \cdot \frac{N}{N_{эл}}. \quad (7.3)$$

При смене номера электрического состояния на единицу, машина делает один шаг  $\Delta\gamma$ . Его называют *дробным шагом* в отличие от *конструктивного шага* машины, полученного в структуре с классическим распределителем импульсов, имеющим общее число электрических состояний  $N_{эл}$ . Точная отработка дробного шага возможна при выполнении следующих важнейших условий:

- 1) синусоидальном распределении индукции магнитного поля на полюсном делении машины, по существу – для близкой к идеальной *синусно-косинусной синхронной машины*. Это условие можно заменить условием близкой к синусоидальной зависимости кривой статического синхронизирующего момента машины от положения ротора;
- 2) при отказе в силовой части блока управления от инвертора напряжения и переходе к качественному *инвертору тока достаточно высокого разрешения*, способного воспроизводить токи фаз во всем требуемом диапазоне их изменения с необходимой точностью.

Системы *электрического дробления шага* в большинстве случаев строятся как системы прямого управления вектором тока статора. Однако, на начальном этапе развития шагового электропривода применялись и системы электрического дробления шага, построенные с использованием обычных инверторов напряжения и реверсивных распределителей импульсов, известные как системы *двухчастотного управления ШД* [1, 11]. В таких системах на входы «В» и «Н» подавались две одинаковые по частоте, но сдвинутые по фазе последовательности управляющих импульсов. За счет переключения на высокой несущей частоте, между двумя очередными электрическими состояниями вектора результирующего напряжения статора (для номинального режима коммутации фаз), реализовывался режим управления, известный сегодня как *широко-импульсная модуляция базовых векторов*, формируемых инвертором напряжения (см. главу 8). При изменении фазового сдвига управляющих импульсных последовательностей друг относительно друга на величину  $2\pi$ , ротор двигателя перемещался на один целый конструктивный шаг. При меньшем фазовом сдвиге – на дробный шаг. Такой метод получил название *цифро-фазового электрического дробления шага*.

Недостатки таких методов электрического дробления шага очевидны:

- 1) перемещается не вектор результирующего тока статора, который определяет момент машины, а вектор результирующего напряжения статора;
- 2) из-за электромагнитной инерционности машины, система дробления конструктивного шага работоспособна только на низких частотах управления.

Такие системы электрического дробления шага могут применяться в объектах с низкими и сверхнизкими скоростями движения, например, в установках для искусственного выращивания кристаллов. Для современных

быстродействующих приводов станков и роботов они не перспективны и более подробно не рассматриваются.

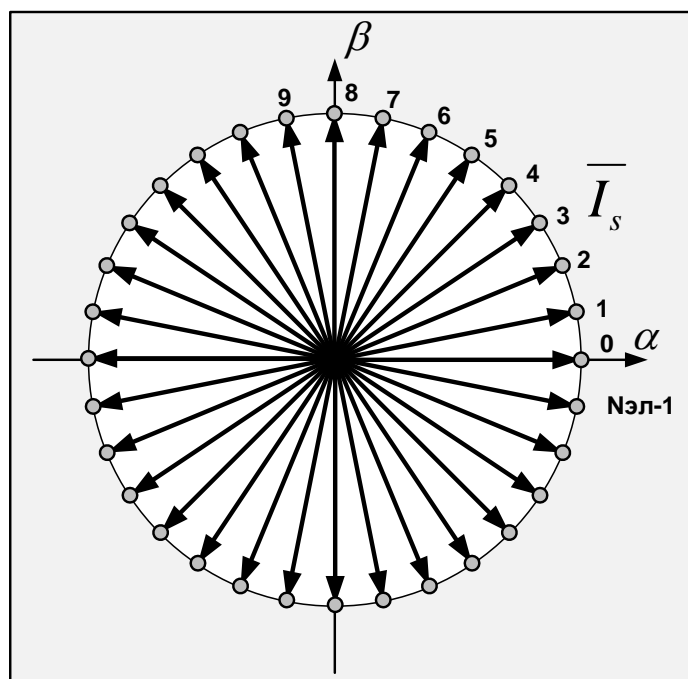


Рис. 7.2 Годограф вектора результирующего тока статора при микрошаговом управлении

При микрошаговом управлении вектор результирующего тока статора может занимать  $N_{эл}$  фиксированных положений, фазовый сдвиг между которыми одинаков (рис. 7.2). Желательно, чтобы и амплитуда вектора тока в каждом электрическом положении была одинаковой. В идеализированной синусно-косинусной электрической машине это будет соответствовать одинаковым значениям максимального момента на всех частных кривых статического синхронизирующего момента.

В примере на рис. 7.2 число возможных электрических состояний машины  $N_{эл} = 32$ . Дробный шаг равен  $\alpha_{др} = 360/32 = 11,25$  эл. град. Механический шаг – в число пар полюсов меньше. Предполагается, что амплитудное управляющее воздействие  $I_m$  неизменно. Годографом суммарного вектора тока статора является окружность, точнее дискретные точки, расположенные на окружности, число которых равно числу электрических состояний.

Для запоминания текущего электрического состояния  $N$  в системе управления шаговым двигателем может использоваться счетчик электрических состояний емкостью  $N_{эл}$  (рис. 7.3). Это может быть как аппаратно, так и программно реализованный счетчик.

Счетчик электрических состояний должен иметь разрядность  $k$ , определяемую общим числом электрических состояний двигателя на одном полюсном делении машины:

$$N_{эл} = 2^k. \quad (7.4)$$

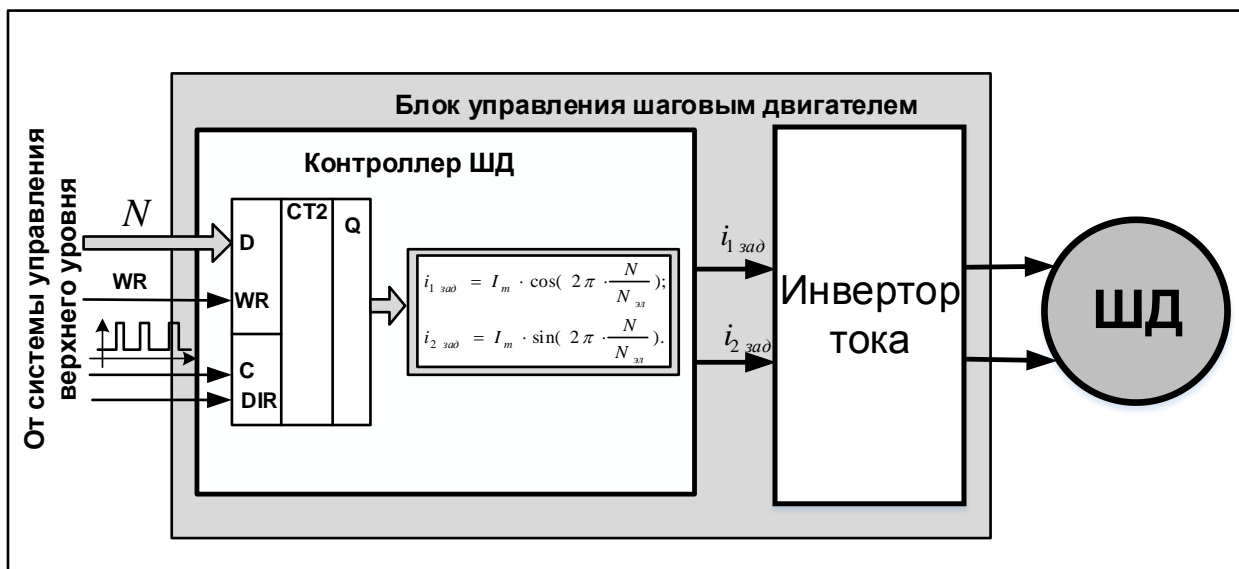


Рис. 7.3 Структура блока управления ШД с микрошаговым управлением и счетчиком электрических состояний

При аппаратной реализации счетчика электрических состояний в контроллере ШД (рис. 7.3) смена текущего номера электрического состояния  $N$  может выполняться двумя способами:

- 1) заданием прямого цифрового кода на вход *параллельной записи* D счетчика электрических состояний от системы управления более высокого уровня;
- 2) импульсами в *унитарном коде* на счетный вход C счетчика электрических состояний. При этом для задания направления счета и, соответственно, направления движения ротора машины используется отдельный вход «направления движения» DIR.

Счетчик электрических состояний реверсивный и меняет направление счета со «счета вверх» (суммирующий счетчик) на «счет вниз» (вычитающий счетчик) при изменении управляющего сигнала направления движения DIR (например, «0» – Вперед, «1» – Назад).

Принятое от системы управления верхнего уровня новое значение номера электрического состояния  $N$  сохраняется в счетчике состояний и используется контроллером ШД при расчете заданий токов фаз для инвертора тока:

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}} = I_m \cdot i_1^* = I_m \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right); \\ i_{2 \text{ зад}} = I_m \cdot i_2^* = I_m \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right). \end{cases} \quad (7.5)$$

Так как число электрических состояний на одном электрическом обороте конечно, то для расчета относительных значений фазных токов (функций синуса и косинуса) обычно используется простой табличный метод. Соответствующие зависимости относительных токов от текущего номера электрического состояния  $N$  записываются в ПЗУ и считываются оттуда. При этом номер текущего электрического состояния определяет адрес расположения данных в ПЗУ.

При достаточной производительности центрального процессора контроллера ШД функциональные зависимости относительных фазных токов от номера электрического состояния могут рассчитываться чисто программным путем, в том числе с использованием операций с числами в формате с плавающей точкой.

Перемещение в системах с электрическим дроблением шага в числе дробных шагов определяется числом поданных входных импульсов. При этом средняя электрическая скорость ротора пропорциональна входной частоте и величине дробного шага:

$$\omega_{\text{эл}}^{\text{ср}} = f_y \cdot \alpha_{\text{др}}. \quad (7.6)$$

Средняя механическая скорость ротора уменьшается с ростом числа пар полюсов машины:

$$\omega_{\text{мех}}^{\text{ср}} = \frac{1}{p_n} \cdot f_y \cdot \alpha_{\text{др}}. \quad (7.7)$$

Для приводов с микрошаговым управлением вводится понятие *коэффициента электрического дробления шага*, равного отношению числа электрических состояний двигателя при микрошаговом управлении к числу электрических состояний двигателя при работе с номинальным типом коммутации от обычного распределителя импульсов:

$$k_{\text{др}} = \frac{N_{\text{эл}}}{n_{\text{эл}}} \quad (7.8)$$

Коэффициент дробления шага показывает, во сколько раз дробный шаг машины меньше конструктивного шага:

$$\alpha_{\text{эл}}^{\text{др}} = \frac{\alpha_{\text{эл}}^{\text{конст}}}{k_{\text{др}}}. \quad (7.9)$$

Шаговый электропривод с электрическим дроблением шага может иметь вход приема второго управляющего воздействия – амплитуды вектора тока статора  $I_m$ . Обычно это управляющее воздействие задается в относительных единицах:

$$I_m^* = \frac{I_m}{I_{m \text{ ном}}}. \quad (7.10)$$

Возможный коэффициент превышения номинальной амплитуды тока статора зависит от типа двигателя. Так, в шаговых и вентильных двигателях с магнитоэлектрическим возбуждением возможно кратковременное превышение номинальных токов в несколько раз (обычно в 3–4 раза), а в индукторных – не более чем в 1,5–1,6 раза.

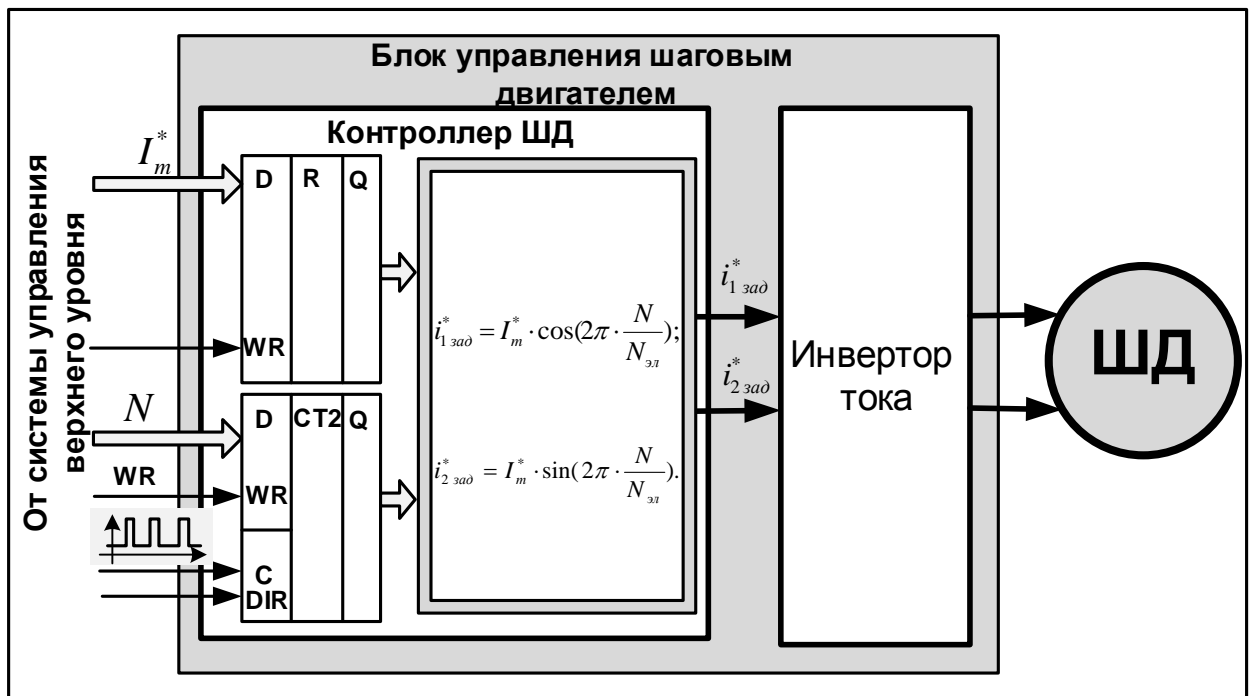


Рис. 7.4 Структура шагового электропривода с дроблением шага и двумя управляющими воздействиями – фазовым и амплитудным

В блоке управления ШД в такой структуре управления формируются цифровые задания относительных значений фазных токов с учетом *нормированных синусоид/косинусоид*, сохраненных в ПЗУ и соответствующих номинальному режиму работы ШД без «форсировки» по току/моменту (рис. 7.4).

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}}^* = I_m^* \cdot \cos(\gamma) = I_m^* \cdot \cos\left(2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right); \\ i_{2 \text{ зад}}^* = I_m^* \cdot \sin(\gamma) = I_m^* \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right). \end{cases} \quad (7.11)$$

Фазовое управляющее воздействие по-прежнему может вводиться двумя способами – унитарным кодом на вход счетчика электрических состояний или цифровым параллельным кодом на вход параллельной записи счетчика состояний. Для приема кода амплитудного управляющего воздействия в состав контроллера ШД включается дополнительный регистр.

Возможные цели управления по дополнительному каналу амплитуды вектора тока статора:

- 1) *«Форсировка» по электромагнитному моменту* – для кратковременного увеличения момента в зоне повышенной статической нагрузки, например, при пуске или при программном разгоне привода;
- 2) *Снижения момента в целях энергосбережения* при стоянке с фиксированным моментом, меньшим номинального, но достаточным для гарантированного сохранения заданного положения ротора.

Эта структура является основой для более сложных структур позиционного и контурного управления ШД, в которых контроллер ШД выполняет ряд дополнительных функций по планированию и воспроизведению заданных траекторий движения с программным разгоном и торможением.

### 7.3.2. Контроллеры ШД с переменным коэффициентом дробления шага

Значительное число современных контроллеров ШД предоставляет пользователям возможность выбора коэффициента дробления шага, т.е. величины дробного шага и, соответственно, *разрешения системы управления по положению*. Это может потребоваться, например, для исключения резонансной зоны при работе разомкнутого ШЭП, для уменьшения пульсаций скорости.

При переходе от целого конструктивного шага к дробному шагу возникает вопрос: какое значение амплитуды вектора результирующего тока статора должно быть выбрано в качестве номинального? Рассмотрим эту проблему на примере двухфазного ШД.

Если номинальным режимом работы при целом конструктивном шаге является одиночная четырёхтактная разнополярная коммутация, то ответ очевиден: номинальное значение амплитуды вектора результирующего тока статора должно быть равно номинальному значению фазного тока:

$$I_{m \text{ ном}} = I_{\phi \text{ ном}} \quad (7.12)$$



В этом случае при любом коэффициенте дробления шага и при любом электрическом состоянии машины тепловой режим ШД практически не будет отличаться от теплового режима при работе с конструктивным шагом, и опасность перегрева двигателя исключается.

Другая ситуация возникает, когда номинальный режим коммутации фаз – парная разнополярная коммутация (рис. 7.5, а). При этом номинальное значение амплитуды вектора тока статора в  $\sqrt{2}$  раз больше номинального значения фазных токов:

$$I_{m \text{ ном}} = \sqrt{2} I_{\phi \text{ ном}}. \quad (7.13)$$

Такое превышение амплитуды вектора тока в режимах дробления шага может привести к тому, что в некоторых электрических состояниях (например, 0, 2 при коэффициенте дробления шага  $k_{др} = 2$ ), особенно в режиме длительной фиксации заданного положения, может произойти перегрев статорной обмотки. Чтобы избежать этого, за номинальное значение амплитуды вектора тока статора в режимах дробления шага принимают именно номинальное значение фазного тока – (рис. 7.5, б и в).

В таких случаях обычно требуется дополнительная консультация производителя шагового двигателя: будет ли иметь место перегрев ШД в режиме длительной фиксации фазного тока на уровне (7.12). Если нет, режим дробления шага возможен при значении амплитуды вектора тока (7.12).

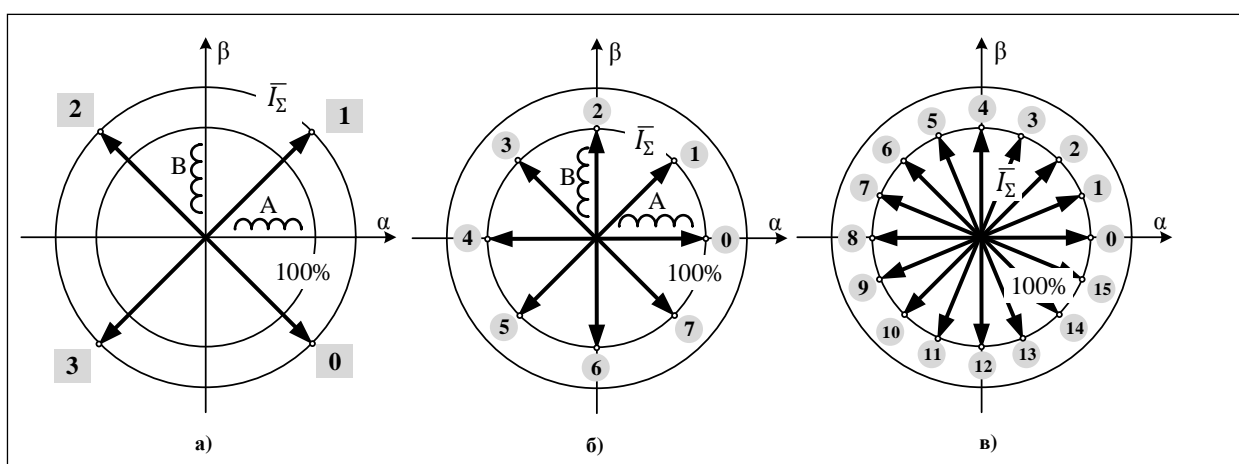


Рис. 7.5 Выбор номинального значения амплитуды вектора тока статора для режима дробления шага: а – номинальный режим коммутации – парная; б –  $k_{др} = 2$ ; в –  $k_{др} = 4$

При описанном подходе к реализации блока электрического дробления шага имеется проблема: как быть при коэффициенте дробления 1 (в режиме целых шагов)? Этот режим будет соответствовать одиночной, а не парной коммутации ШД, и двигатель будет явно недоиспользован по моменту. Возможные варианты устранения проблемы:

- 1) Ничего не меняя, увеличить задание амплитуды тока для режима  $k_{др} = 1$ , но не более чем в  $\sqrt{2}$  раз.
- 2) Перейти в режим настоящей парной коммутации фаз, переключив структуру управления (в режим работы с обычным распределителем импульсов) или используя ту же структуру управления вектором тока, но с электрическими состояниями, соответствующими классической парной коммутации (фазы вектора тока 45, 135, ... эл. град.), одновременно увеличив задание амплитуды тока в  $\sqrt{2}$  раз.

Первый вариант не исключает перегрева ШД и возможен только при использовании защиты двигателя от превышения допустимой температуры. Второй вариант предпочтительнее, так как распределяет тепловую нагрузку по всей расточке статора в соответствии с номинальным режимом работы машины без дробления шага. Назовем такой режим работы *комбинированным* управлением.

При переходе к режиму парной коммутации фаз (при тех же максимальных токах) возрастает максимальное значение статического синхронизирующего момента, увеличиваются динамические возможности ШД на низких частотах, в том числе частота приемистости. Большинство производителей контроллеров ШД и блоков управления ими используют эту возможность для максимального использования двигателя по моменту.

### 7.3.3. Число дробных шагов на электрическом обороте

Понятие коэффициента дробления шага не всегда удобно. Часто вместо него производители контроллеров ШД и блоков управления ШД используют понятие *числа дробных шагов на полюсном делении машины*, которое полностью соответствует введенному нами ранее понятию числа электрических состояний  $N_{эл}$ . Особенно часто такой параметр применяется в контроллерах управления трёхфазными и многофазными ШД, чтобы избежать «не целого» коэффициента дробления шага.

Так, для трёхфазных двигателей электрический конструктивный шаг обычно равен 60 эл. град. ( $N_{эл} = 6$ ). Проще указать вместо коэффициента дробления шага число дробных шагов на электрическом обороте. При этом значения электрического и механического дробных шагов определяются так:

$$\begin{cases} \alpha_{др\ эл} = \frac{2\pi}{N_{эл}} [\text{эл. рад}] = \frac{360}{N_{эл}} [\text{эл. град.}]; \\ \alpha_{др\ мех} = \frac{2\pi}{p_{п}N_{эл}} [\text{мех. рад}] = \frac{360}{p_{п}N_{эл}} [\text{мех. град.}] \end{cases} \quad (7.14)$$

Для многофазных ШД блок микрошагового управления обычно работает в *полярной системе координат*, выдавая значения фазы и амплитуды вектора тока статора, подлежащего реализации, на блок цифрового управления инвертором тока.

### **Пример**

Трехфазный ШД гибридного типа имеет 50 пар полюсов, а его блок управления поддерживает число дробных шагов на электрическом обороте: 100, 200, 400, 800. Какова величина механического дробного шага в градусах для этих режимов дробления шага?

В соответствии с (7.14) получим: 0,072; 0,036; 0,018; 0,09 мех. град.

## **7.4. Шаговый электропривод с калибровкой электрических состояний**

Рассмотренная нами модель обобщенного шагового двигателя на базе магнитоэлектрической синхронной машины не учитывает целый ряд факторов: *реактивную составляющую момента* за счет разной проводимости ротора по продольной и поперечной оси; реактивную составляющую момента за счет зубчатой структуры статора с уложенной в его пазы распределенной обмоткой; *насыщение зубцового слоя* и др.

Эти дополнительные факторы влияют на форму кривой статического синхронизирующего момента, искажая ее. В *прецизионных системах воспроизведения движений*, для систем высокой точности, недопустима как неравномерность отработки дробных шагов, так и различная величина статической ошибки в разных электрических состояниях. Повысить точность отработки заданных положений можно двумя способами: за счет включения в состав привода прецизионного датчика положения исполнительного органа или за счет *калибровки электрических состояний*.

Разработаны специальные *методы калибровки электрических состояний электрических машин*, которые позволяют линеаризовать практически все нелинейности, связанные как с конструктивными особенностями двигателя, так и с влиянием неучтенных реактивных моментов, т.е. получить «как бы идеализированную синусно-косинусную электрическую машину» с равномерным шагом по всему электрическому полюсному делению.

Калибровка выполняется по-разному, в зависимости от режима работы двигателя. Наиболее простой является калибровка электрических состояний для приводов, работающих в разомкнутых структурах, когда ставится задача обеспечения равномерности целых или дробных шагов, а

также стабилизации статической ошибки по положению в любом электрическом состоянии.

Суть калибровки состоит в том, что на специальных компьютерных автоматизированных стендах выполняется поиск таких токовых состояний машины, при которых все переходы из одного состояния в другое состояние сопровождаются *одинаковыми по величине дробными шагами при одинаковой жесткости характеристики статического синхронизирующего момента* в данном состоянии. Первое условие обеспечивает равномерность дробных шагов, а второе – одинаковую величину статической ошибки по положению при воздействии на привод нагрузки:

$$\begin{cases} \Delta\gamma_i = \Delta\gamma_j; \\ \frac{dM_{эм}}{d\theta} = \text{const в точках устойчивого равновесия.} \end{cases} \quad (7.15)$$

После завершения поиска каждому возможному номеру электрического состояния машины  $N$  ставится в соответствие величина фазового  $\gamma(N)$  и амплитудного управляющего воздействия  $I_m(N)$ . Табличные значения этих функций сохраняются в памяти контроллера шагового привода. Далее эти две зависимости используются для расчета заданных значений фазных токов для каждого электрического состояния машины:

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}} = I_m(N) \cdot \cos[\gamma(N)]; \\ i_{2 \text{ зад}} = I_m(N) \cdot \sin[\gamma(N)]. \end{cases} \quad (7.16)$$

Возможен и другой подход, когда в памяти контроллера ШД сохраняются непосредственно коды заданных токов фаз в зависимости от номера электрического состояния:

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}} = i_{1 \text{ зад}}(N); \\ i_{2 \text{ зад}} = i_{2 \text{ зад}}(N). \end{cases} \quad (7.17)$$

При относительно небольшом числе фаз (2–4) второй подход предпочтительнее, так как исключает необходимость дополнительных вычислений в контроллере шагового привода.

Годограф вектора тока статора при калибровке электрических состояний может заметно отличаться от окружности (рис. 7.6). Его форма будет зависеть от того, какие гармоники дополнительных электромагнитных моментов компенсируются.

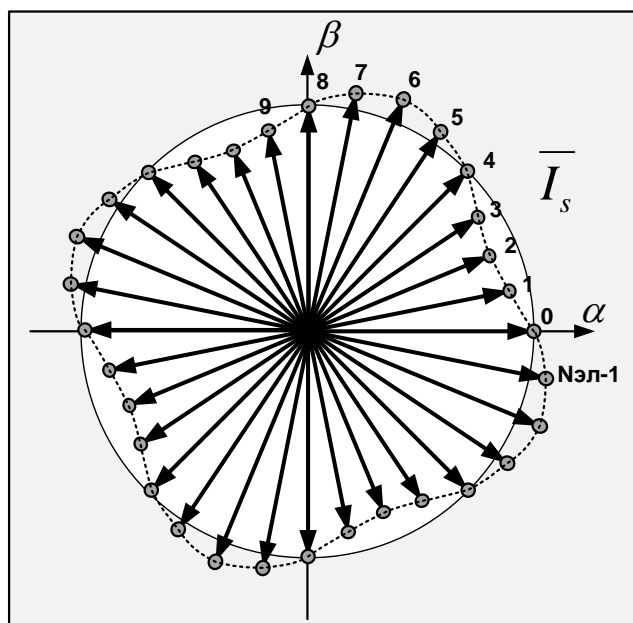


Рис. 7.6 Возможный годограф вектора тока статора при калибровке электрических состояний машины

Частный случай калибровки электрических состояний – при сохранении пропорциональной зависимости фазового управляющего воздействия  $\gamma$  от номера состояния  $N$ , поступающего от системы верхнего уровня, – коррекция только амплитуды вектора тока (иллюстрируется на рис. 7.6).

$$\begin{cases} i_{1 \text{ зад}} = I_m(N) \cdot \cos\left[2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right]; \\ i_{2 \text{ зад}} = I_m(N) \cdot \sin\left[2\pi \cdot \frac{N}{N_{\text{эл}}}\right]. \end{cases} \quad (7.20)$$

Эта калибровка достаточно просто реализуется в структурах, показанных на рис. 7.4, когда фазовое управляющее воздействие не корректируется, а определяется исключительно номером требуемого электрического положения  $N$ , а амплитудное управляющее воздействие  $I_m$  вычисляется с помощью дополнительной функциональной зависимости  $I_m(N)$ .

Структура шагового привода с калибровкой электрических состояний зависит от того, какие табличные данные сохраняются в памяти контроллера. На рис. 7.7 показана одна из возможных структур, когда в памяти контроллера ШД сохраняются зависимости фазных токов от номера электрического состояния машины.

Мы рассмотрели калибровку электрических состояний машины, выполняемую для разомкнутого шагового привода с электрическим дроблением шага.

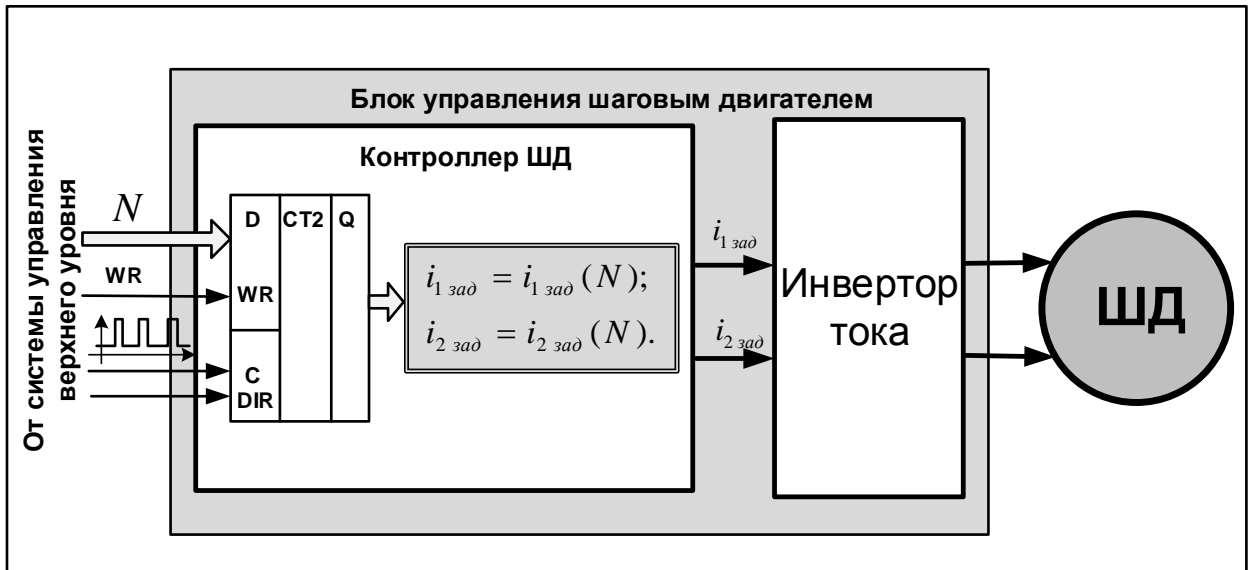


Рис. 7.7 Структура шагового электропривода с калибровкой электрических состояний

Если двигатель будет работать в режиме вентильного двигателя с автокоммутацией, то принцип калибровки меняется. В этом случае необходимо найти такие электрические токовые состояния, которые обеспечат при динамической ошибке по положению  $\gamma - \theta = 90$  эл. град. (нейтральная коммутация) одно и то же значение максимального электромагнитного момента и равную нулю производную изменения электромагнитного момента по положению ротора.

Итак, в приводах с калибровкой электрических состояний исполнительный двигатель можно считать линеаризованным. Кривая статического синхронизирующего момента машины дискретно, с одинаковым фазовым сдвигом  $\Delta\gamma$  перемещается по расточке статора параллельно самой себе.

Калибровка для режима разомкнутого шагового привода позволяет получить примерно одинаковую жесткость каждой кривой  $M_{эм}(\theta)$  в точках устойчивого равновесия, обеспечив равномерность дробного шага. При этом максимальное значение момента на реальной характеристике  $M_{эм}(\theta)$  может меняться – реальная кривая показана жирной линией на рис. 7.8.

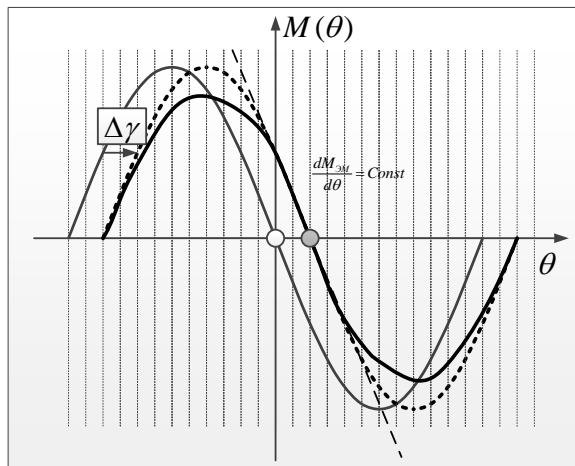


Рис. 7.8 Калибровка электрических состояний для режима разомкнутого ШЭП

С точки зрения внешнего управления, калиброванная машина будет представлять собой двигатель как бы с постоянной номинальной амплитудой электромагнитного момента (показана пунктирной линией на рис. 7.8). Идеализированная кривая  $M_{эм}(\theta)$  равномерно перемещается по расточке статора с каждым дробным шагом, имея одинаковую жесткость в точке установившегося равновесия.

## 7.5. Структура частотно-токового управления ВД

Режим вентильного двигателя возможен в том случае, когда электрическое положение ротора внутри полюсного деления синхронного/шагового двигателя  $\theta$  может быть измерено с помощью установленного на вал двигателя внешнего (пристроенного) или интегрированного внутрь машины (встроенного) датчика положения ротора. Датчик положения желательно иметь с достаточным разрешением по электрическому углу – на уровне как минимум дробного шага  $\alpha_{др}$ . При использовании дискретных датчиков положения ротора, например, на элементах Холла, в состав микропроцессорного контроллера могут быть включены дополнительные блоки (обычно программно-аппаратные), которые выполняют функцию цифровых наблюдателей текущего положения ротора и восстанавливают текущее положение ротора  $\theta$  по отдельным дискретным состояниям датчика и текущей средней скорости движения ротора [1]. Переменная текущего положения ротора  $\theta$  может использоваться в следующих структурах управления вентильным двигателем (ВД):

- 1) Бесколлекторного двигателя постоянного тока (BLDC) или автокоммутации синхронного/шагового двигателя при поддержании амплитуды вектора тока статора неизменной внутри интервала коммутации;

- 2) Бесколлекторного двигателя переменного тока (ВЛАС), когда фаза вектора тока статора непрерывно регулируется в функции текущего положения ротора.

В первом случае зависимость фазового управляющего воздействия от положения ротора

$$\gamma = \frac{\pi}{2} + \theta, \quad (7.19)$$

выполняется только в среднем на интервале коммутации, а во втором случае – в любой момент времени. Структуры типа ВЛАС относят к структурам *частотно-токового* и *векторного* управления двигателями переменного тока. Различие между ними условное. И в том и в другом случае частота токов статора автоматически меняется при изменении скорости вращения ротора. Обеспечивается управление как фазой, так и амплитудой результирующего вектора тока. Фаза определяется в соответствии с (7.19) для получения оптимальных энергетических характеристик привода, а амплитуда регулируется для получения требуемого значения момента.

Частотно токовое управление обычно реализуется для приводов с двухфазными двигателями или с многофазными двигателями, имеющими изолированные фазы, каждая из которых может управляться от собственного инвертора тока. Векторное управление (см. главу 15) применяется при управлении трехфазными двигателями с обмотками, соединенными внутри машины по схеме «звезда» или «треугольник», когда независимый доступ к каждой фазе по отдельности невозможен. При этом используются новейшие стратегии управления мостовыми трёхфазными инверторами напряжения – широтно-импульсная модуляция базовых векторов (глава 8) и преобразования многокоординатных систем (глава 13) к двухфазным системам.

Напомним, что если фазовое управляющее воздействие  $\gamma$  для синхронного/шагового двигателя задать принудительно в зависимости от текущего положения ротора  $\theta$  по закону (7.19), то есть с опережением на  $\frac{\pi}{2}$  электрических градусов, то электромагнитный момент машины окажется равным:

$$\begin{aligned} M_{\text{ЭМ}} &= p_{\text{п}} \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta) = p_{\text{п}} \Psi_m I_m \sin\left(\frac{\pi}{2} + \theta - \theta\right) = p_{\text{п}} \Psi_m I_m \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = \\ &= p_{\text{п}} \Psi_m I_m, \end{aligned} \quad (7.20)$$



что полностью соответствует уравнению момента для обычного коллекторного двигателя постоянного тока:

$$M_{ЭМ} = k\Phi I_{я}. \quad (7.21)$$

Электромагнитный момент ВД будет пропорционален только потоку постоянного магнита и амплитуде вектора суммарного тока статора. Внутренняя отрицательная обратная связь по положению ротора машины будет полностью скомпенсирована.

Электромагнитный момент в такой машине уже не зависит от текущего положения ротора двигателя, а определяется исключительно амплитудой фазного тока.

Для вентильных двигателей вводится понятие *нейтральной, опережающей и отстающей коммутации*. Если силовой преобразователь представляет собой инвертор тока, то *угол коммутации*

$$\Psi_i = \gamma_i - \left(\frac{\pi}{2} + \theta\right) \quad (7.22)$$

– это *угол опережения вектором суммарного тока статора поперечной оси ротора  $q$* . При этом момент двигателя определяется так:

$$M_{ЭМ} = p_n \Psi_m I_m \sin(\gamma - \theta) = p_n \Psi_m I_m \sin[\Psi_i + \left(\frac{\pi}{2} + \theta\right) - \theta] = p_n \Psi_m I_m \cos \Psi_i. \quad (7.23)$$

Нейтральная коммутация – это такая, когда  $\Psi_i = 0$  и машина развивает максимально возможный момент при заданной амплитуде тока якоря. Опережающая или отстающая коммутация приведет к падению электромагнитного момента. Угол коммутации эквивалентен *углу сдвига щеток с нейтралю* для обычного коллекторного двигателя постоянного тока.

Применительно к шаговому режиму работы мы рассматривали два управляющих воздействия: фазовое  $\gamma$  и амплитудное  $I_m$ . Аналогичные два управляющих воздействия можно ввести применительно к режиму вентильного двигателя: *угол коммутации  $\Psi_i$  и амплитуда тока якоря  $I_m$* . Отметим, что с точки зрения создания электромагнитного момента разницы в том, по какому каналу управлять машиной, нет. Однако, эти два метода управления существенно отличаются по энергетическим показателям. Управление только углом коммутации сопровождается ухудшением коэффициента мощности привода. На практике в зоне низких и средних скоростей реализуется управление по амплитудному каналу  $I_m$  в режиме нейтральной коммутации, а при выходе на высокие скорости добавляется управление опережающим углом коммутации. Это позволяет

компенсировать электромагнитную инерционность двигателя и расширить скоростной диапазон работы ВД вверх в условиях реальных ограничений по напряжению питания инвертора.

Системы *векторного управления*, вычисляют угол опережения коммутации автоматически, обеспечивая оптимальное использование двигателя по электромагнитному моменту (при достаточном напряжении питания). В системах частотно-токового управления этот угол может вычисляться с использованием заранее рассчитанных проектировщиком функциональных зависимостей оптимального угла коммутации от скорости.

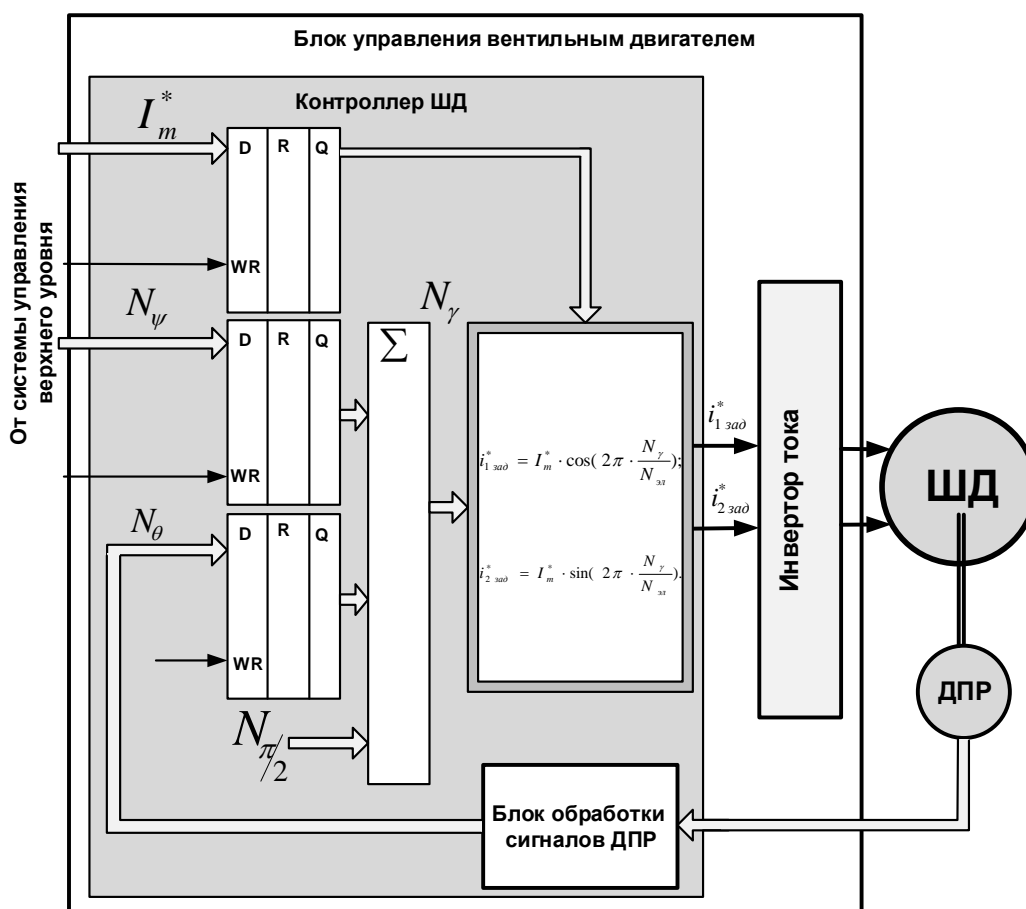


Рис. 7.9 Структура частотно-токового управления вентильным двигателем

На рис. 7.9 представлена простая структура вентильного привода с *частотно-токовым управлением*. В России этот термин впервые был предложен В. Н. Бродовским и Е. С. Ивановым [12] применительно к управлению машинами переменного тока от инверторов тока, в том числе асинхронными и синхронными. Его суть, на примере синхронных машин, в том, что вектор тока статора по фазе всегда ориентируется с опережением  $\Psi_i$  относительно мгновенного положения поперечной оси ротора  $q$ :  $\frac{\pi}{2} + \theta$ . При нейтральной коммутации опережение отсутствует. По мере разгона двигателя частота изменения электрического угла  $\theta$  возрастает и в

соответствии с этим возрастает частота изменения токов статора, откуда и название метода – частотно-токовое управление. При достижении граничной механической характеристики, когда запас по напряжению питания исчерпан, остается только одна возможность сохранять момент – вводить опережающую коммутацию.

Предположим, что число возможных электрических состояний вектора тока статора равно  $N_{эл}$ . Оно определяется точностью используемых в силовом преобразователе датчиков токов статора и разрядностью АЦП. Тогда фазовое управляющее воздействие может быть записано в виде:

$$N_{\gamma} = N_{\pi/2} + N_{\theta} + N_{\psi}, \quad (7.24)$$

где:  $N_{\pi/2} = \frac{N_{эл}}{4}$  – код в числе электрических состояний, соответствующий фазовому сдвигу на  $\pi/2$  электрических градусов;

$N_{\theta} = \theta \cdot \frac{N_{эл}}{2\pi}$  – код в числе электрических состояний, соответствующий текущему положению ротора двигателя, полученному с датчика положения ротора;

$N_{\psi} = \psi_i \cdot \frac{N_{эл}}{2\pi}$  – код в числе электрических состояний, соответствующий фазовому управляющему воздействию – «углу коммутации» машины.

В соответствии с (7.24) в структуре частотно-токового управления происходит суммирование трех кодов  $N_{\pi/2} + N_{\theta} + N_{\psi}$  для получения кода фазового управляющего воздействия  $N_{\gamma}$ . Далее, с учетом заданной относительной амплитуды фазного тока  $I_m^*$  рассчитываются относительные значения мгновенных фазных токов, подлежащих реализации в инверторе тока.

Применительно к системе управления более высокого уровня оказываются доступны два канала управления: амплитуды вектора тока  $I_m^*$  и угла коммутации  $\psi_i$ . Преимущественно используется первый канал. Вторым начинает работать только при нехватке напряжения питания инвертора.

Блок обработки сигналов датчика положения ротора входит в состав контроллера ВД и позволяет получить код электрического положения ротора на полюсном делении машины. В качестве датчика положения ротора могут использоваться оптические датчики, вращающиеся трансформаторы, датчики на элементах Холла. Для получения требуемого разрешения по положению могут применяться цифровые наблюдатели положения.

Итак, вентильный привод при управлении от инвертора тока в достаточно широком диапазоне скоростей представляет собой управляемый источник момента, задание которого поступает по каналу управления амплитудой вектора тока  $I_m^*$ . Канал управления углом коммутации  $N_\psi$  вступает в работу на высоких скоростях, чтобы компенсировать падение момента из-за нехватки напряжения питания.

Для двухфазных двигателей, а также для любых двигателей с изолированными фазами режим частотно-токового управления просто реализуется на практике, так как каждая фаза может быть подключена к собственному инвертору тока. Ситуация усложняется для трехфазных двигателей с соединением фаз в звезду или в треугольник. В этом случае раздельное управление фазными токами затруднено и необходимы специальные методы управления, описанные в следующей главе.

### **Выводы по главе**

1. Применительно к микропроцессорным контроллерам ШД/ВД рассмотрены главные структуры управления инверторами тока, в том числе обеспечивающие микрошаговый режим работы ШД и частотно-токовое управление ВД.
2. Даны рекомендации по технологии реализации блоков электрического дробления шага.

### **Контрольные вопросы**

1. Какие функции реализуются контроллером управления ШД? ВД?
2. Что означает термин «распределенное» управление?
3. Можно ли за счет повышения степени дробления шага увеличить скорость приемистости ШД?
4. С какой целью блоки управления ШД имеют средства изменения коэффициента дробления шага?
5. Можно ли раздельно управлять фазными токами в трехфазной обмотке, соединенной внутри машины по схеме «звезда»?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 8. ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ТРЁХФАЗНЫМИ ШД/ВД

|  |     |
|--|-----|
| 8.1. Трёхфазный силовой мост .....   | 197 |
| 8.2. Способы коммутации фаз трёхфазных ШД.....   | 198 |
| 8.3. Датчики электрического положения ротора трёхфазных ВД.....  | 200 |
| 8.4. Базовые векторы напряжения статора.....   | 202 |
| 8.5. Понятие широтно-импульсной модуляции базовых векторов .....   | 205 |
| 8.6. Компьютерная модель трёхфазного инвертора напряжения, управляемого от ШИМ-генератора с поддержкой векторной ШИМ-модуляции ..... | 209 |
| 8.6.1. Векторная ШИМ-модуляция на базе генераторов центрированной ШИМ .....  | 211 |
| 8.6.2. Векторная ШИМ-модуляция с привязкой одной из фаз к шине постоянного тока .....  | 212 |
| 8.7. Модели систем управления трёхфазными ШД от преобразователей частоты .....   | 213 |
| 8.7.1. Модель ПЧ с управлением вектором напряжения в полярной системе координат.....   | 214 |
| 8.7.2. Модель ПЧ с управлением вектором напряжения в координатах $\alpha\beta$ .....   | 215 |
| 8.8. Принцип построения трёхфазных ШИМ-инверторов тока.....  | 217 |
| 8.8.1. Общие положения.....  | 217 |
| 8.8.2. Синтез регуляторов тока .....   | 219 |
| 8.8.3. Управление трёхфазным двигателем в режиме целых шагов от ШИМ-инвертора тока .....   | 220 |
| 8.8.4. Инвертор тока в режиме формирования выходных синусоидальных токов заданной частоты .....                                      | 222 |

### 8.1. Трёхфазный силовой мост

Особенность трёхфазных двигателей состоит в том, что фазы двигателя обычно *соединены внутри машины* в звезду или в треугольник. Для подключения к силовому преобразователю доступны *только три вывода*. Общая точка фаз (при соединении в «звезду»), как правило, не выведена. Раздельное управление фазами трёхфазного двигателя требует наличия всех фазных выводов или, по крайней мере, вывода общей точки при

соединении фаз в звезду. Поэтому, вместо обычных Н-мостов на каждую фазу в силовом преобразователе для управления трёхфазными двигателями используется один общий *трехфазный мост* из шести силовых ключей (биполярных, MOSFET или IGBT транзисторов) – рис. 8.1. Верхние ключи каждой стойки – нечетные VT1, VT3, VT5, нижние – четные VT2, VT4, VT6. Трёхфазная обмотка двигателя подключается к средним точкам трех стоек моста. Если бы каждая фаза имела отдельные выводы, для разнополярного управления ими понадобилось бы три полных Н-моста, т.е. 12 транзисторов. Трёхфазный мост имеет вдвое меньшее число транзисторов, что является несомненным преимуществом, как и минимальное число линий подключения двигателя к инвертору. Эти факторы являются определяющими при массовом переходе от двух- или четырёхфазных ШД/ВД к трёхфазным. Именно трёхфазные серводвигатели занимают сегодня лидирующие позиции на рынке. Для эффективного управления трёхфазными силовыми мостами разработаны специальные методы широтно-импульсной модуляции, без знания которых невозможна разработка цифровых систем управления трёхфазными ШД/ВД.

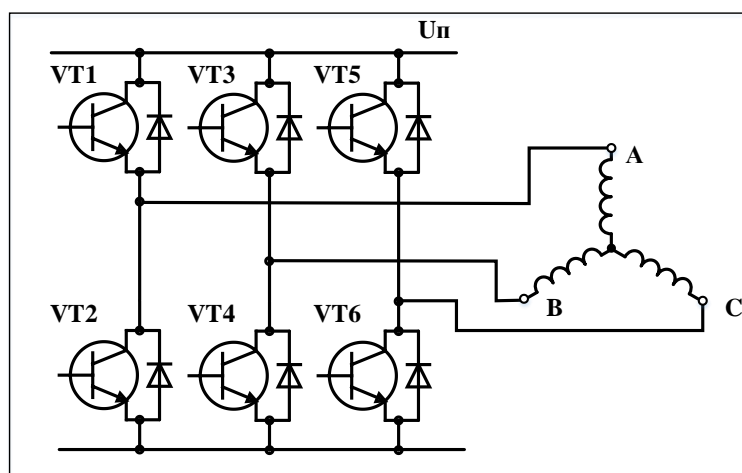


Рис. 8.1 Инвертор напряжения для управления трёхфазными двигателями

## 8.2. Способы коммутации фаз трёхфазных ШД

Для схемы соединения фаз «звезда» инвертор напряжения обеспечивает шесть возможных электрических состояний в режиме *парной разнополярной коммутации* (на каждом такте включены 2 фазы) и шесть электрических состояний в режиме *одновременной разнополярной коммутации* (на каждом такте включены все три фазы) – табл. 8.1. В первом режиме коммутации одна из фаз на каждом такте отключена, а две другие подключены к разным шинам звена постоянного тока. Во втором режиме на

каждом такте работают все три фазы, одна из которых подключена либо к верхней, либо к нижней шине звена постоянного тока (ЗПТ), а две другие – одновременно и параллельно – к противоположной шине ЗПТ. И в том, и в другом случае вектор результирующего напряжения статора поворачивается на угол 60 эл. град. при каждой смене электрического состояния, что соответствует целому электрическому шагу:

$$\alpha_{\text{эл цел}} = 60 \text{ эл. град.} \quad (8.1)$$

Механический шаг меньше электрического в число пар полюсов раз.

Таблица 8.1 Электрические состояния трёхфазного ШД в режимах парной и одновременной разнополярной коммутации

| Одновременная коммутация |              |   |   |   | Парная коммутация |              |   |   |   |
|--------------------------|--------------|---|---|---|-------------------|--------------|---|---|---|
| п <sub>эл</sub>          | γ, эл. град. | С | В | А | п <sub>эл</sub>   | γ, эл. град. | С | В | А |
| 0                        | 0            | - | - | + | 0                 | +30          | - | x | + |
| 1                        | +60          | - | + | + | 1                 | +90          | - | + | x |
| 2                        | +120         | - | + | - | 2                 | +150         | x | + | - |
| 3                        | +180         | + | + | - | 3                 | +210         | + | x | - |
| 4                        | +240         | + | - | - | 4                 | +270         | + | - | x |
| 5                        | +300         | + | - | + | 5                 | +330         | x | - | + |

В табл. 8.1 показаны состояния фаз (А, В, С) трехфазного ШД в режимах парной и одновременной коммутации фаз. Символом «+» отмечено направление тока, входящего в фазу и создающего НС в направлении оси соответствующей фазы, символом «-» противоположное направление, символом «x» – отключение фазы.

Для каждого состояния указана фаза вектора результирующего напряжения статора. Шаговые и вентильные двигатели могут поддерживать один из описанных выше режимов коммутации. Переключение между режимами коммутации не дает эффекта изменения цены шага, поэтому предпочтение обычно отдается режиму одновременной коммутации фаз, как более эффективному с точки зрения создания максимального электромагнитного момента.

Если токи всех трех фаз контролируются соответствующими датчиками токов, то схема на рис. 8.1 позволяет в каждом электрическом

состоянии поддерживать фазу вектора результирующего тока статора, т.е. реализовать управление шаговым двигателем от инвертора тока.

### **8.3. Датчики электрического положения ротора трёхфазных ВД**

Идентификация положения ротора на электрическом полюсном делении трёхфазных магнитоэлектрических вентильных двигателей проще всего реализуется с помощью *датчиков положения на элементах Холла*, которые встраиваются непосредственно в двигатель или «пристраиваются» к нему.

Для машин с магнитами на роторе чувствительные элементы датчиков Холла монтируются в статоре вблизи магнитов ротора и переключаются каждый раз при смене полярности магнитного поля, создаваемого ротором, в точке установки чувствительного элемента. Достаточно трех элементов Холла. Они размещаются в направлении, перпендикулярном осям фаз статора  $a$ ,  $b$ ,  $c$  (рис. 8.2) так, что сигнал каждого из них фактически задает момент смены направления тока в соответствующей фазе (при нейтральной коммутации).

Предположим, что датчики Холла срабатывают (выходной сигнал соответствует логической «1»), когда индукция магнитного поля в зазоре положительна и «отпускают» (логический «0») – в противном случае. Датчики сдвинуты в пространстве друг относительно друга на 120 эл. град. и вырабатывают на полюсном делении машины три «меандра», сдвинутые на такой же угол, что позволяет идентифицировать положение ротора (его продольной оси  $d$ ) на полюсном делении машины с точностью до одного сектора размером 60 эл. град. Таких секторов шесть и они могут быть идентифицированы по коду, полученному с датчика положения (табл. 8.2).



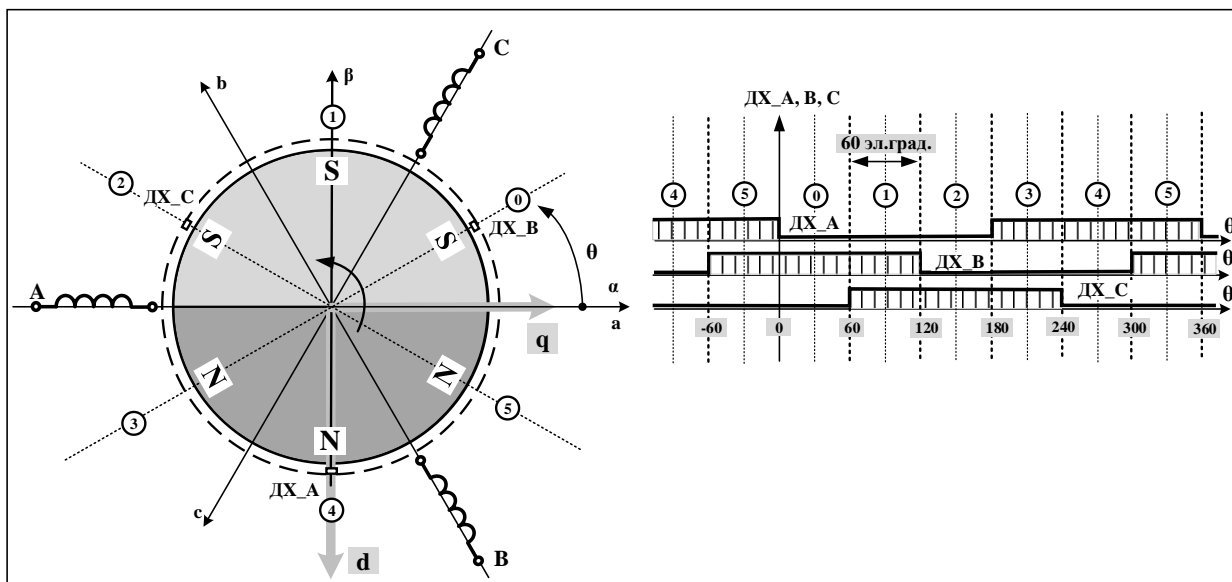


Рис. 8.2 Датчик электрического положения ротора на элементах Холла

Таблица 8.2 Код датчика положения и номер сектора фактического расположения ротора

| Код датчика положения<br>DX_ABC | Номер сектора расположения ротора | Угловое положение ротора, эл. град. |
|---------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|
| 010                             | 0                                 | $0 < \theta \leq 60$                |
| 011                             | 1                                 | $60 < \theta \leq 120$              |
| 001                             | 2                                 | $120 < \theta \leq 180$             |
| 101                             | 3                                 | $180 < \theta \leq 270$             |
| 100                             | 4                                 | $270 < \theta \leq 330$             |
| 110                             | 5                                 | $330 < \theta \leq 360$             |

В режиме нейтральной коммутации ВД при движении в направлении «Вперед» фаза вектора результирующего напряжения или тока статора должна быть равной:

$$\gamma = \theta_{\text{ср}} + \Psi_{\text{ср}} = \theta_{\text{ср}} + 90 \text{ [эл. град]}. \quad (8.2)$$

Так, для 0-го сектора:

$$\gamma = 30 + 90 = 120 \text{ эл. град.}$$

Реальное значение угла коммутации при работе ВД будет меняться в пределах от 120 до 60 эл. град. со средним значением, равным именно 90 эл. град.

В трёхфазных ШД/ВД гибридного типа (индукторных) или в двигателях с переменным магнитным сопротивлением возможно применение

датчиков других типов, например, оптических. Все они также вырабатывают три выходных меандра на каждом полюсном делении машины.

#### **8.4. Базовые векторы напряжения статора**

Верхний и нижний ключи каждой стойки инвертора (рис. 8.1) не могут быть включены одновременно, так как это может привести к сквозному току в стойке – короткому замыканию по звену постоянного тока. Поэтому состояния верхних и нижних ключей инвертора могут быть только *противоположными* (комплементарными). Обозначим код состояния верхних силовых ключей стоек инвертора ABC, по именам подключенных к соответствующим стойкам фаз. Это будет код состояния всего инвертора, так как нижние ключи управляются инверсными сигналами. Значение «1» в коде будет соответствовать включенному верхнему ключу, а «0» – включенному нижнему ключу стойки.

Коды всех допустимых состояний инвертора для режима одновременной коммутации фаз, соответствующие им схемы включения силовых ключей, названия базовых векторов результирующего напряжения статора (по его фазе в электрических градусах) и соответствующие векторные диаграммы приведены на рис. 8.3 и рис. 8.4.

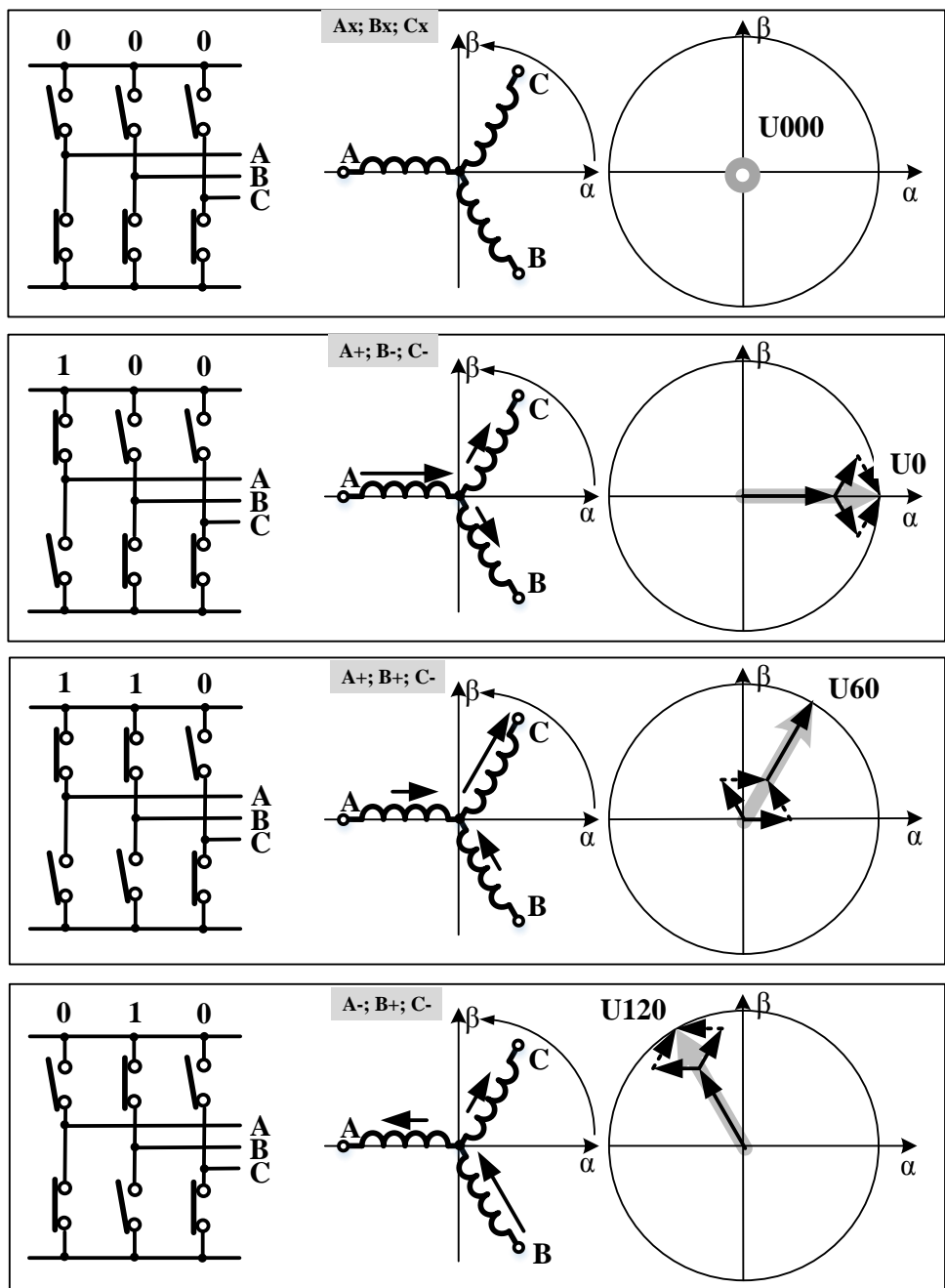


Рис. 8.3 Состояния инвертора и вектора напряжений  $U_{000}$ ,  $U_0$ ,  $U_{60}$ ,  $U_{120}$

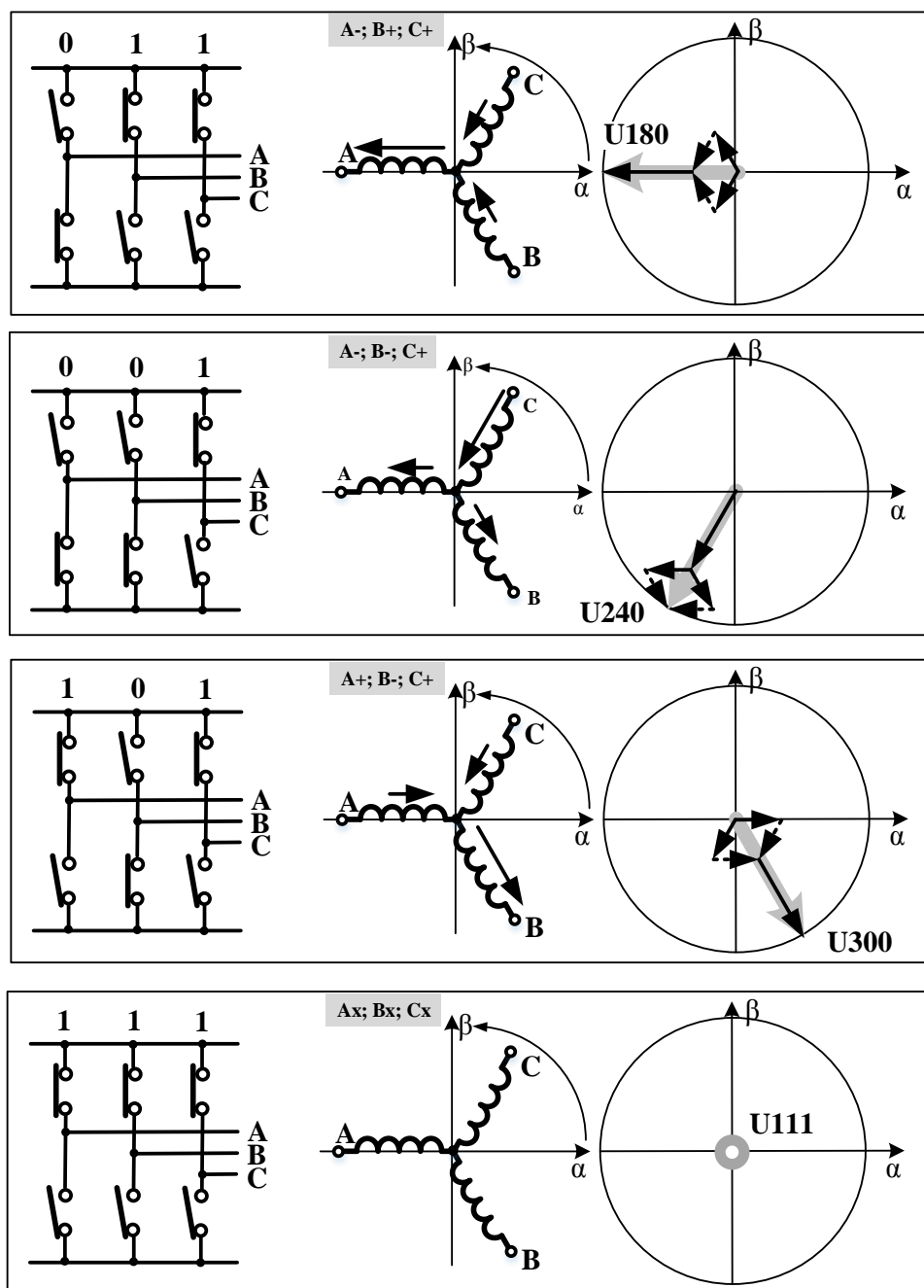


Рис. 8.4 Состояния инвертора и вектора напряжений, U180, U240, U300, U111

Кроме шести основных электрических состояний, имеются два, так называемых, «нулевых состояния» U000 и U111, когда трёхфазная обмотка двигателя «закорачивается» открытыми нижними или верхними ключами моста. При этом к ней прикладывается нулевое напряжение. В остальных состояниях (только в установившемся режиме) напряжение звена постоянного тока  $U_{DC}$  перераспределяется между фазой, подключенной к одной из шин ЗПТ и двумя другими параллельно включенными фазами, соединенными с противоположной шиной ЗПТ в соотношении  $2/3 U_{DC}$  и  $1/3 U_{DC}$ . Это объясняется тем, что сопротивление двух, параллельно включенных фаз, равно половине фазного сопротивления  $R_{\text{пар}}=1/2 R_{\text{ф}}$ , а общее сопротивление цепи, подключенной к ЗПТ, равно  $R_{\text{общ}} = 3/2 R_{\text{ф}}$ . Таким

образом, амплитуда любого из шести базовых векторов напряжения статора определяется напряжением звена постоянного тока:

$$U_{\text{баз век}} = \frac{2}{3} U_{DC}. \quad (8.3)$$

Напомним, что пофазные компоненты результирующего вектора напряжения статора определяются как проекции вектора на соответствующие оси, в частности на физические оси фаз  $a$ ,  $b$ ,  $c$  или оси эквивалентной двухфазной статорной обмотки  $\alpha$ ,  $\beta$ .

Таким образом, имеем всего восемь возможных векторов напряжений, из которых два – нулевые. Векторы результирующих напряжений для режима парной коммутации занимают промежуточные состояния между векторами для одновременной коммутации. Как будет показано ниже, они могут быть получены как частный случай в режиме широтно-импульсной модуляции базовых векторов, представленных на рис. 8.3 и рис. 8.4.

### 8.5. Понятие широтно-импульсной модуляции базовых векторов

Для управления ШД/ВД с целым электрическим шагом изменения фазы вектора напряжения/тока статора 60 эл. град. (режимы парной или одновременной разнополярной коммутации) достаточно обеспечить состояния силовых ключей для базовых векторов, показанные на рис. 8.3 и рис. 8.4. В отличие от бесколлекторных двигателей постоянного тока (BLDC), которые работают в режиме автокоммутации фаз, бесколлекторные двигатели переменного тока (BLAC) снабжаются более точными датчиками положения, позволяющими реализовать близкую к синусоидальной форму фазных напряжений или токов, что позволяет исключить «коллекторные» пульсации момента. Эти двигатели обычно работают в структурах цифрового векторного управления (см. главу 14), требующих высокого разрешения по фазе при формировании результирующих векторов напряжения или тока.

Система управления трёхфазным инвертором напряжения, пригодная для реализации приводов по структуре BLAC, должна обеспечить постоянство амплитуды вектора суммарного напряжения статора при изменении его фазы – годографом вектора напряжения статора должна быть окружность заданного диаметра. Фаза вектора напряжения будет определяться либо заданием выходной скорости (режим синхронного вращения ШД), либо датчиком положения ротора (режим ВД). При этом фазные напряжения должны быть близки к идеальным синусоидальным, сдвинутым друг относительно друга по фазе на 120 эл. град. (рис. 8.5). По такому же принципу работают и все преобразователи частоты для

асинхронных и синхронных электроприводов, в которых реализуется принцип формирования трёхфазных выходных напряжений программно-заданной частоты.

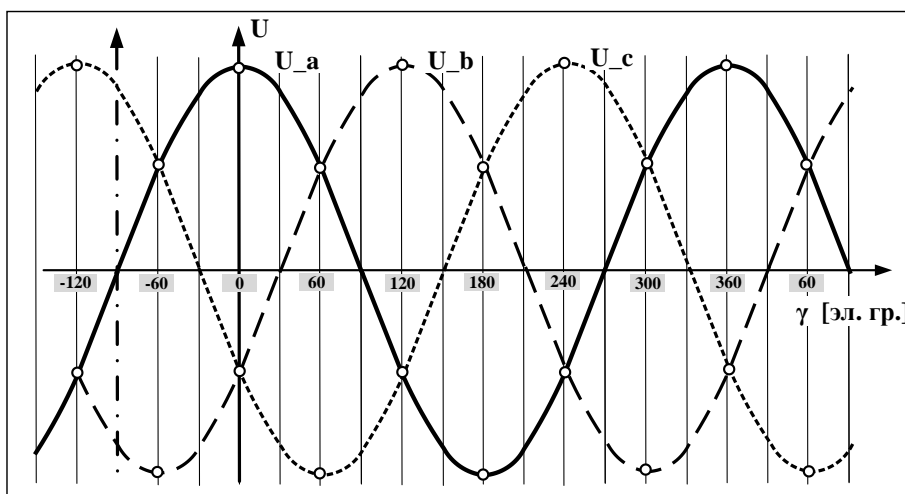


Рис. 8.5 Формирование трёхфазных синусоидальных напряжений заданной частоты

Для вентильных двигателей типа ВЛАС точное измерение положения ротора позволяет точно сформировать программно-заданную фазу вектора результирующего напряжения или тока статора и обеспечить неизменность электромагнитного момента – отсутствие «коллекторных» пульсаций момента (угол коммутации всегда будет поддерживаться на уровне 90 эл. град.).

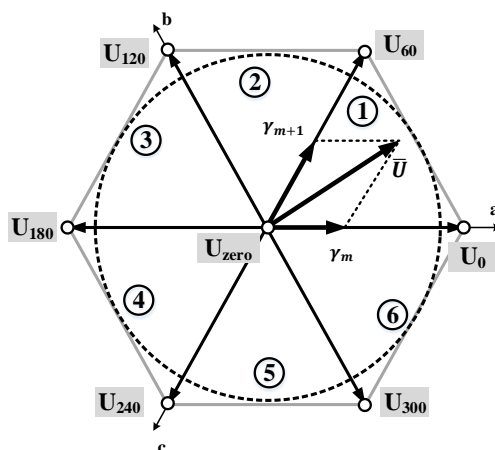


Рис. 8.6 Принцип широтно-импульсной модуляции базовых векторов

Рассмотрим идею *широтно-импульсной модуляции базовых векторов*, которая поддерживается на аппаратном уровне большинством ведущих производителей специализированных микроконтроллеров для управления двигателями (Motor Control) и движениями (Motion Control), в том числе отечественными производителями микроконтроллеров. Это позволяет квалифицированным разработчикам проектировать собственные высокоэффективные контроллеры управления трёхфазными двигателями любого типа.

Под *широтно-импульсной модуляцией базовых векторов (векторной ШИМ)* понимается такое управление инвертором напряжения, когда для воспроизведения заданного (по амплитуде и фазе) вектора напряжения  $\bar{U}$  с определенной скважностью вызываются ближайшие к нему базовые векторы текущего сектора  $U_m, U_{m+1}$ , в том числе один из нулевых векторов  $U_{zero}$  (рис. 8.6). Если обозначить скважности включения этих векторов  $\gamma_m, \gamma_{m+1}, \gamma_0$ , то на каждом периоде ШИМ сумма всех скважностей должна быть равна 1:

$$\gamma_m + \gamma_{m+1} + \gamma_0 = 1. \quad (8.4)$$

Система управления трехфазным инвертором напряжения получает на входе задание амплитуды  $U_m$  и фазы  $\alpha$  вектора напряжения статора, который необходимо реализовать, и выполняет следующие действия (программно):

- 1) определяет один из шести секторов, который будет *рабочим* (в нем находится заданный вектор напряжения);
- 2) рассчитывает скважности включения базовых векторов  $\gamma_m$  (с меньшей фазой) и  $\gamma_{m+1}$  (с большей фазой), как проекции заданного вектора на оси базовых векторов рабочего сектора;
- 3) рассчитывает скважность включения одного из нулевых векторов как дополнение суммы скважностей ( $\gamma_m + \gamma_{m+1}$ ) к 1.
- 4) в соответствии с типом векторной ШИМ, аппаратно поддерживаемой микроконтроллером, рассчитывает скважности включения силовых ключей всех трех стоек инвертора  $\gamma_A; \gamma_B; \gamma_C$  так, чтобы выполнялось соотношение (8.4).

Амплитуда базовых векторов равна  $2/3 U_{DC}$ , что составляет  $0,667 U_{DC}$ . При включении на каждом периоде ШИМ со скважностью 0,5 только двух базовых векторов, ограничивающих текущий сектор (например,  $U_0$  и  $U_{60}$ ), получим вектор напряжения, соответствующий парной коммутации, причем максимально возможной амплитуды:

$$U_{m \sin} = \frac{2}{3} U_{DC} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{2}{3} U_{DC} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{DC} = 0,577 \cdot U_{DC}. \quad (8.5)$$

Для того, чтобы получить круговой годограф вектора напряжения максимально возможной амплитуды (8.5), т.е. реализовать *синусоидальную ШИМ-модуляцию*, необходимо ограничить амплитуду вектора в фазе, совпадающей с фазой любого из базовых векторов на таком же уровне, т.е. умножить значение амплитуды базового вектора на коэффициент  $\frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866$ . Это и выполняется во всех микропроцессорных системах управления

трёхфазными инверторами напряжения на программном уровне. При этом результирующий годограф вектора напряжения будет иметь форму окружности, вписанной в шестиугольник базовых векторов (рис. 8.6).

Введем понятие *коэффициента модуляции*  $m$ , значение которого для годографа максимально возможной амплитуды примем равным  $m = 1$ . По сути, коэффициент модуляции – это относительное значение амплитуды вектора напряжения по отношению к максимально возможной амплитуде при его круговом годографе:  $m = U_m^*$ . При уменьшении коэффициента модуляции ( $m < 1$ ) получаем возможность регулирования амплитуды вектора напряжения статора в меньшую сторону (рис. 8.7). Такой метод управления называют *синусоидальной векторной ШИМ-модуляцией*.

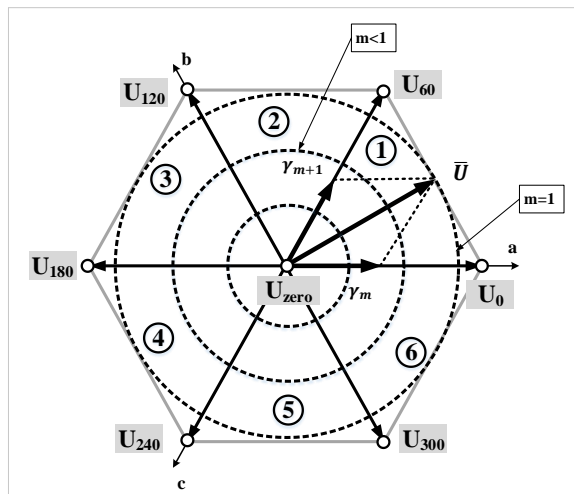


Рис. 8.7 Управление амплитудой вектора напряжения статора с помощью коэффициента модуляции  $m$

## Выводы

1. Все современные специализированные микроконтроллеры для управления двигателями имеют встроенную периферию для поддержки метода широтно-импульсной модуляции базовых векторов. Программное обеспечение этой поддержки – задача программиста-разработчика системы управления. В результате создается модуль, на вход которого может быть подано всего два сигнала:
  - а. Фаза текущего вектора напряжения статора;
  - б. Амплитуда вектора напряжения (обычно в виде значения коэффициента модуляции, меньшего 1).
2. Максимальная амплитуда фазного напряжения в режиме синусоидальной векторной ШИМ зависит только от напряжения в звене постоянного тока и принимается за базовое значение амплитуды вектора напряжения в системах управления напряжением:



$$U_m \sin mod = U_m \text{ баз} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{DC} = 0,577 \cdot U_{DC}. \quad (8.6)$$

3. Действующее значение максимального выходного фазного напряжения будет в  $\sqrt{2}$  раз больше:  $\sqrt{2/3} \cdot U_{DC}$ .

### 8.6. Компьютерная модель трёхфазного инвертора напряжения, управляемого от ШИМ-генератора с поддержкой векторной ШИМ-модуляции

Реализация векторной ШИМ зависит от производителя микропроцессорной техники. Расширение пакета MatLab *SimPowerSystems* содержит не только средства моделирования трёхфазных инверторов на элементной базе современной силовой электроники, но и *модуль универсального ШИМ-генератора*, управляющего ключами силового преобразователя в режиме широтно-импульсной модуляции базовых векторов.

Представим читателю компьютерную модель силовой части привода, которая позволяет не только изучить принципы управления инвертором напряжения, изложенные выше, но и сравнить различные режимы векторной ШИМ, в том числе с точки зрения возможных потерь в инверторе (рис. 8.8).

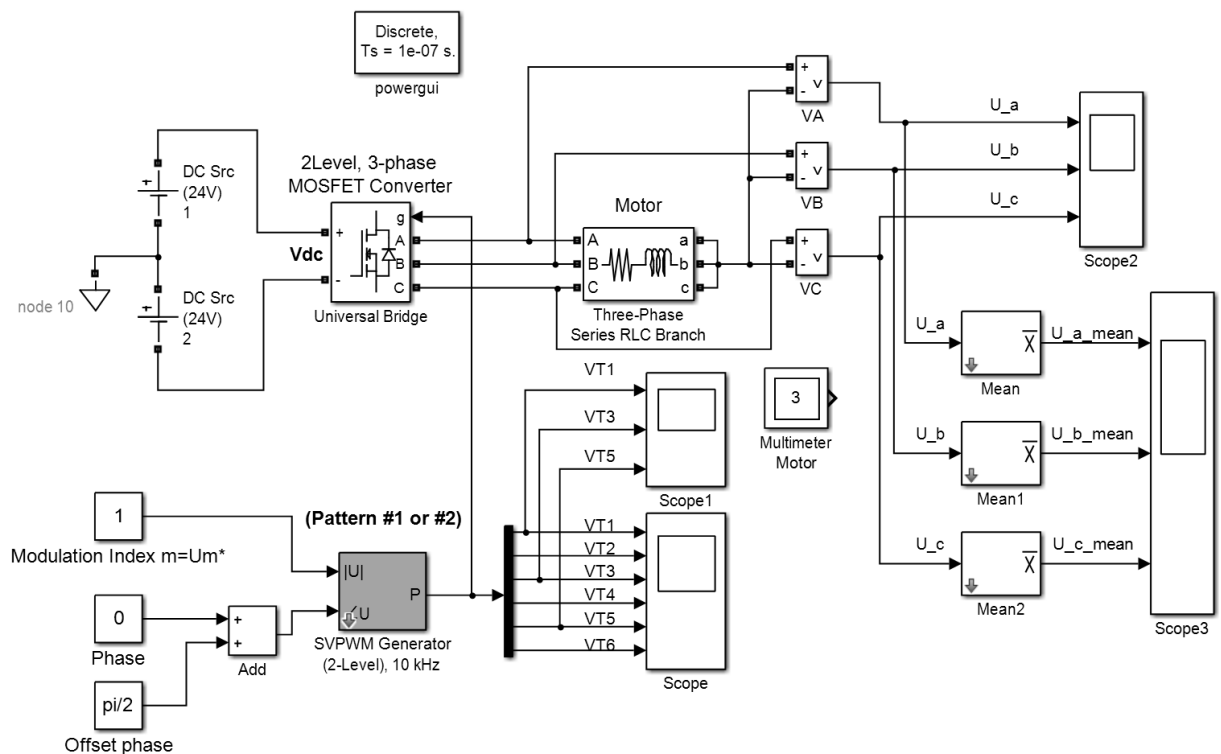


Рис. 8.8 Компьютерная модель трёхфазного инвертора напряжения, управляемого от генератора векторной ШИМ

## Комментарий

1. В основе силовой части – модуль универсального моста, сконфигурированный в режим трёхфазного инвертора напряжения и состоящий из трех стоек силовых ключей на базе MOSFET-транзисторов с обратными диодами.
2. Силовой мост управляется от ШИМ-генератора, поддерживающего широтно-импульсную модуляцию базовых векторов SVPWM Generator.
3. ШИМ-генератор может работать в двух режимах: Pattern #1 – генерации классических «центрированных» (относительно середины периода ШИМ) управляющих ШИМ-сигналов; Pattern #2 – генерации управляющих сигналов с привязкой одной из фаз к одной из шин постоянного тока (для практической реализации нужен специализированный процессор с аппаратной поддержкой этого режима ШИМ-модуляции). Требуемая частота ШИМ задается в качестве параметра генератора.
4. Заданное положение выходного вектора напряжения статора задается коэффициентом модуляции  $m$  и фазой вектора напряжения.
5. За начало отсчета фазы в библиотечном модуле SVPWM Generator принято состояние, когда мгновенное напряжение  $U_a = 0$  (см. пунктирную ось ординат на рис. 8.5). Это удобно, например, для моделирования преобразователей частоты для асинхронных и синхронных двигателей. Для управления ШД/ВД целесообразно взять за начало отсчета положение нулевого вектора  $U_0$  (см. рис. 8.3). Обычно это то электрическое состояние, с которого начинается работа шагового или вентильного привода при включении питания. Соответствующая ось начала координат показана на рис. 8.5. Для приведения начала координат модуля SVPWM Generator к удобному для нас виду, в модели на рис. 8.8 введено смещение фазы на 90 эл. град.
6. Блок демультимплексора позволяет выделить из вектора управляющих ШИМ-сигналов  $\mathbf{P}$  все сигналы управления силовыми ключами VT1-VT6. Так как сигналы управления ключами каждой стойки инвертора взаимно комплементарны, достаточно исследовать состояние только трех из них: VT1, VT3 и VT5. Именно они будут определять мгновенное состояние силовых ключей инвертора в соответствии с рис. 8.3 и рис. 8.4.
7. Питание моста – напряжение 48 В постоянного тока. Может задаваться соответствующими параметрами источников питания постоянного тока.
8. Нагрузкой является трёхфазная обмотка вентильного двигателя, предельно упрощенная модель которой представлена только фазными сопротивлениями и индуктивностями:  $R_\phi = 0,08$  Ом;  $L_\phi = 0,3$  мГн. ЭДС вращения и трансформаторные ЭДС не учитываются, так как цель модели

- анализ особенностей системы управления трёхфазным инвертором напряжения.
9. Выходы всех трех фаз объединены в нулевую точку: схема статорной обмотки «звезда», что позволяет подключить к модели двигателя модули измерителей фазных напряжений VA, VB, VC.
  10. Для получения средних значений фазных напряжений на периоде ШИМ используются три специальных блока Mean, настроенные на оценку средних значений входных переменных на частоте ШИМ (10 кГц). Эти блоки имеют задержку в один период несущей частоты, и истинное значение средних напряжений выдается только на втором и последующих периодах ШИМ.
  11. Блок мультиметра Multimeter можно включить в модель только в том случае, если в параметрах модуля трёхфазной последовательной цепи Three Phase Series RLC Branch разрешить измерение переменных (напряжений и токов). В этом случае уже в параметрах блока мультиметра можно выбрать конкретные переменные для их графического отображения. Вывод осциллограмм переменных на экран производится автоматически после завершения процесса моделирования.
  12. Источник питания и нагрузка не имеют общей точки – нейтраль нагрузки изолирована.
  13. Специальный блок powergui предназначен для ускорения процесса моделирования сложных систем привода за счет выбора особых дискретных методов интегрирования.

#### *8.6.1. Векторная ШИМ-модуляция на базе генераторов центрированной ШИМ*

*Центрированный широтно-модулированный сигнал* – такой сигнал, передний и задний фронты которого расположены симметрично относительно центра периода ШИМ. При разной скважности ШИМ-сигналов это приведет к периодическому включению и выключению определенных базовых векторов. Изменяя скважность включения базовых векторов, меняем фазу и амплитуду результирующего вектора напряжения. На рис. 8.9 представлены осциллограммы управляющих ШИМ-сигналов, мгновенных и средних на периоде ШИМ фазных напряжений для воспроизведения нулевого вектора  $U_0$  в этом режиме работы.

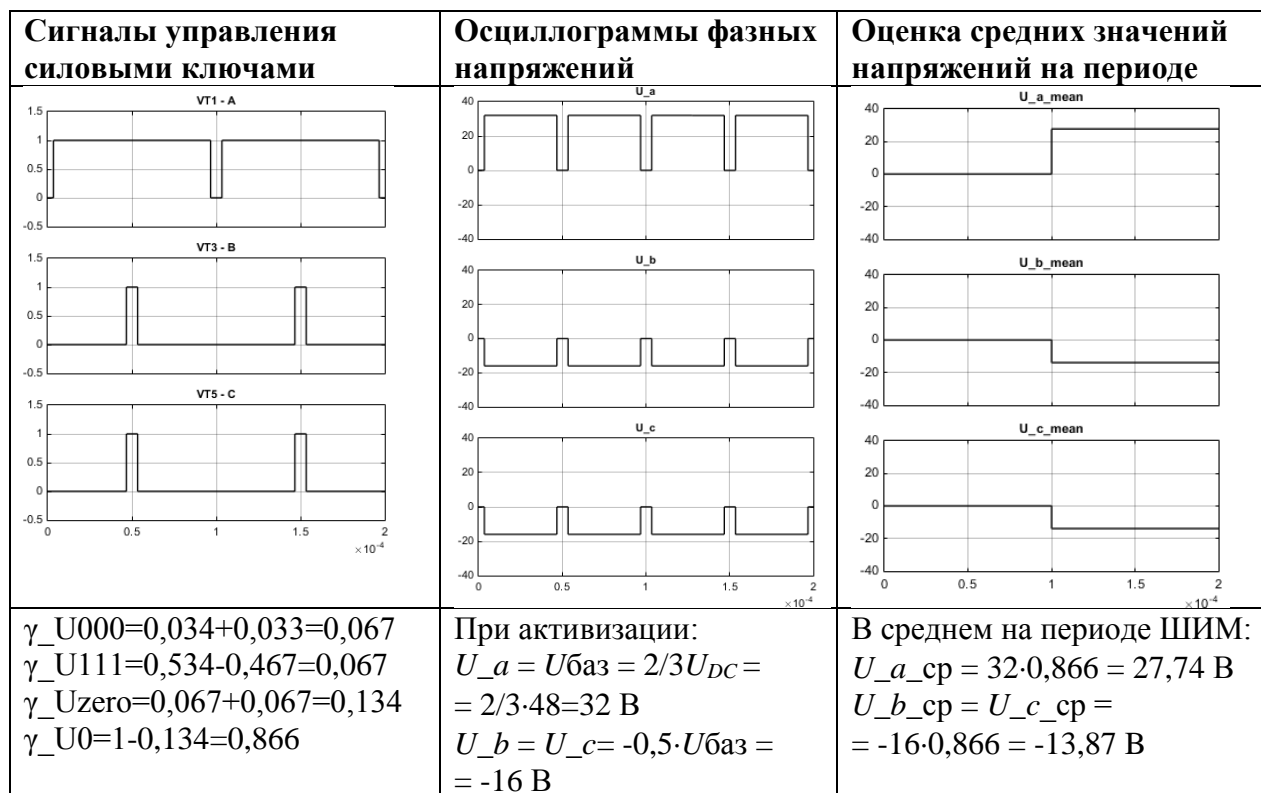


Рис. 8.9 Реализация вектора  $U_0$  в режиме центрированной ШИМ модуляции

Графики приведены для двух периодов ШИМ, так как точная оценка величин средних фазных напряжений становится доступной лишь на втором периоде ШИМ. Коэффициент модуляции  $m = 1$ : генерируется вектор максимально возможной амплитуды, соответствующий круговому годографу вектора напряжения при изменении его фазы.

В нижней части графиков дана оценка скважностей базовых векторов, позволяющая убедиться в корректности работы ШИМ-генератора:

- 1) скважность вектора  $U_0$  ограничена значением 0,866 для получения синусоидальной ШИМ;
- 2) Напряжение в фазе на этапе подключения к шине ЗПТ равно  $(2/3)U_{DC}$ , а в двух других фазах, параллельно подключаемых к противоположной шине,  $(-1/3)U_{DC}$ .

### 8.6.2. Векторная ШИМ-модуляция с привязкой одной из фаз к шине постоянного тока

Этот метод более сложен в реализации, однако позволяет вообще исключить переключения силовых ключей в одной из стоек трёхфазного моста, что демонстрируется на рис. 8.10 при воспроизведении того же вектора  $U_0$  в режиме синусоидальной ШИМ.

Как видите, результирующий вектор имеет ту же амплитуду и фазу, однако для его реализации достаточно только двух центрированных ШИМ-

сигналов управления силовыми ключами. Такой способ управления на 30% сокращает динамические потери в силовых ключах инверторов. Его недостаток в сложности реализации, требующей наличия специализированных встроенных в микроконтроллеры многоканальных ШИМ-генераторов, поддерживающих этот режим работы.

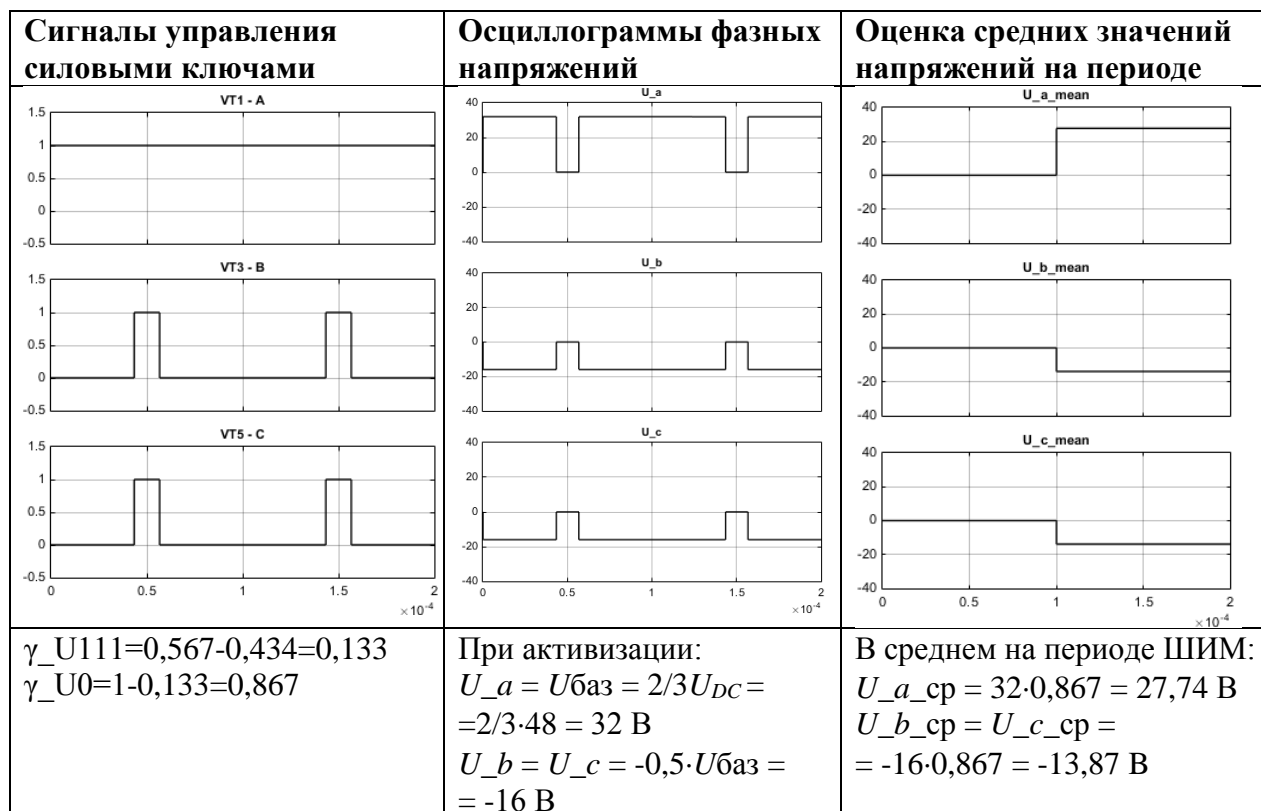


Рис. 8.10 Реализация вектора  $U_0$  в режиме привязки фазы к шине постоянного тока

## 8.7. Модели систем управления трёхфазными ШД от преобразователей частоты

*Преобразователь частоты* для управления трёхфазными двигателями переменного тока – это электронное устройство, которое генерирует выходное трёхфазное синусоидальное напряжение заданной амплитуды и частоты. Амплитуда вектора напряжения статора обычно изменяется в функции частоты. Это типовая задача частотного регулирования скорости асинхронных и синхронных двигателей в разомкнутых структурах управления [1]. Шаговые двигатели, являясь синхронными машинами, также могут работать в режиме «синхронного вращения» с управлением от преобразователей частоты с инверторами напряжения. Это положение распространяется и на вентильные двигатели с разомкнутой обратной связью по положению ротора.

Рассмотрим компьютерные модели преобразователей частоты на базе инверторов напряжения, отличающиеся системой координат, в которой задается текущее положение вектора напряжения статора.

### 8.7.1. Модель ПЧ с управлением вектором напряжения в полярной системе координат

Модель ШИМ-генератора на базе модуля *SVPWM Generator* из библиотеки MatLab допускает два варианта задания пространственного положения вектора напряжения:

- в полярной системе координат (амплитуда  $U_m$ , фаза  $\gamma$ );
- в физической системе координат  $\alpha\beta$  (проекции вектора на оси  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$ ).

В первом случае на вход модели силового преобразователя напряжения с ШИМ-генератором на рис. 8.8 добавляется блок, формирующий линейный сигнал изменения фазы вектора напряжения в функции времени (рис. 8.11).

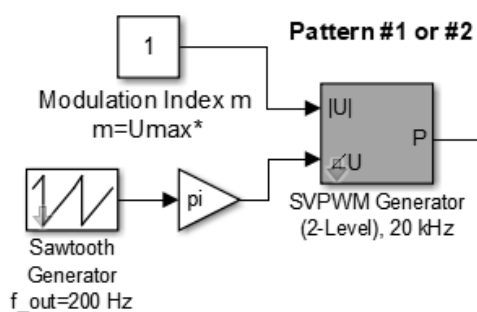


Рис. 8.11 Генератор периодического сигнала управления фазой вектора напряжения

### Комментарий

1. Модуль генератора пилообразного сигнала Sawtooth Generator вырабатывает периодический сигнал заданной частоты, изменяющийся от -1 до +1. С учетом коэффициента усиления  $\pi$ , получим периодическое изменение фазы вектора напряжения от  $-\pi$  до  $+\pi$ .
2. Установка параметра «начальной фазы» сигнала генератора равным  $180 + 90 = 270$  эл. град., позволяет задать начальную фазу вектора напряжения, соответствующую положению базового вектора  $U_0$ . При этом выходные напряжения будут генерироваться, начиная с фазы этого вектора.
3. Частота выходного напряжения задается частотой генератора периодического сигнала, например, 200 Гц (период 0,005 с).

4. Несущая частота ШИМ – 20 кГц – параметр модуля SVPWM Generator. Режим работы ШИМ-генератора – с привязкой к одной из шин постоянного тока (Pattern #2).

Графики выходных фазных напряжений (мгновенных и усредненных на каждом периоде ШИМ) представлены на рис. 8.12.

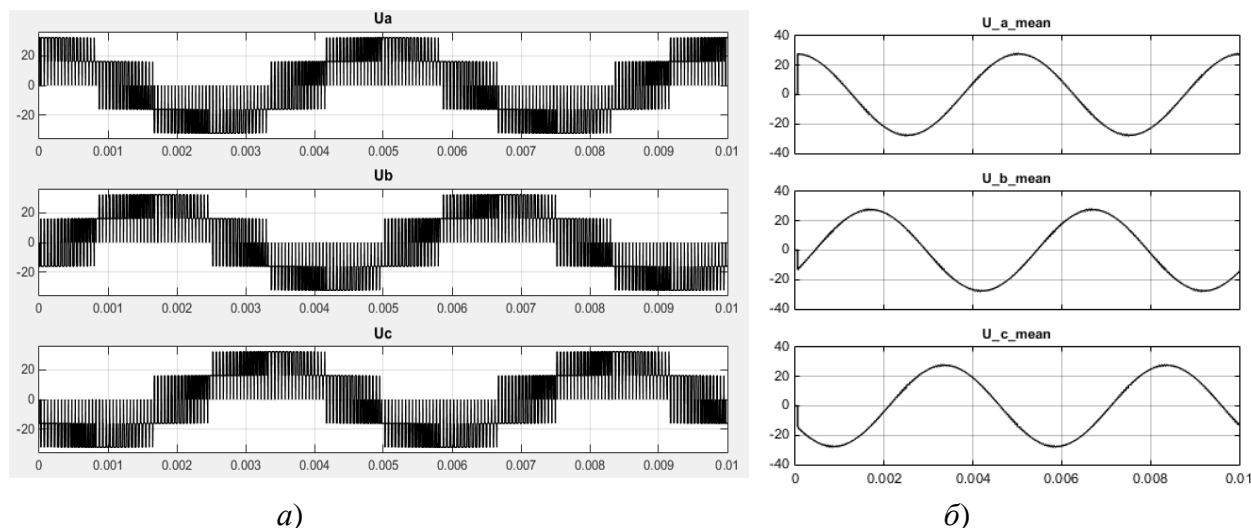


Рис. 8.12 Генерация выходных синусоидальных напряжений трёхфазным инвертором напряжения: *a* – мгновенные; *б* – усредненные на каждом периоде ШИМ

Действительно: начальное состояние соответствует вектору напряжения  $U_0$ ; напряжения фаз сдвинуты друг относительно друга на 120 эл. град.; амплитуда соответствует расчетной 27,74 В; период фазных напряжений 0,005с, соответствует заданной выходной частоте 200 Гц; задержка в оценке средних напряжений равна одному периоду ШИМ – 0,00005 с. Чем выше частота ШИМ, тем ближе кривые напряжений будут приближаться к идеальным синусоидальным. В нашем примере на одном периоде выходного напряжения – 100 периодов ШИМ.

#### 8.7.2. Модель ПЧ с управлением вектором напряжения в координатах $\alpha\beta$

Этот вариант предпочтительнее для моделирования систем управления шаговыми и вентильными двигателями, требующими перевода инвертора напряжения в режим инвертора тока. Он предполагает задание вектора напряжения статора двумя компонентами – проекциями на физические оси  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$\begin{cases} U_{\alpha}^* = U_m^* \cdot \cos\gamma; \\ U_{\beta}^* = U_m^* \cdot \sin\gamma. \end{cases} \quad (8.7)$$

За базовое значение амплитуды вектора напряжения статора принимается максимально возможное значение, которое может быть реализовано при данном уровне напряжения в звене постоянного тока и круговом годографе вектора напряжения, т.е. при синусоидальной модуляции (8.6). Соответствующая модель управления библиотечным модулем SVPWM Generator показана на рис. 8.13.

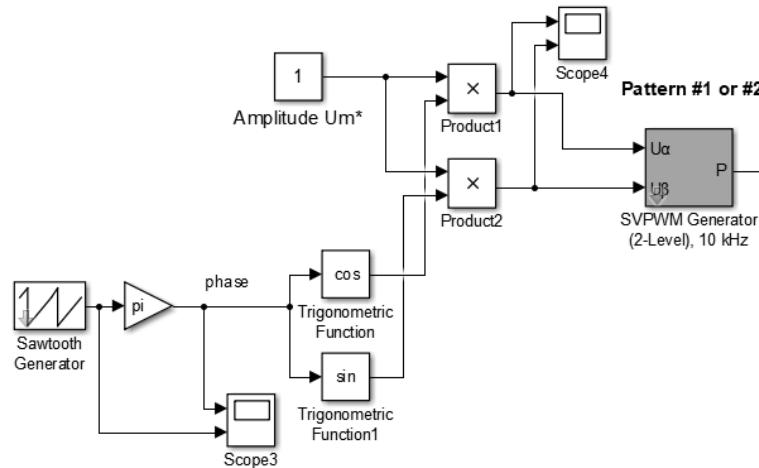


Рис. 8.13 Модель управления вектором напряжения в координатах  $\alpha\beta$

### Комментарий

1. Относительное значение амплитуды вектора напряжения статора  $U_m^*$  выполняет функцию коэффициента модуляции  $m$ . Единичное значение соответствует максимальному значению амплитуды вектора напряжения при выбранном напряжении питания звена постоянного тока и круговом годографе вектора напряжения (синусоидальной ШИМ).
2. В библиотечном модуле генератора SVPWM за начало отсчета фазы принято положение вектора напряжения, отстающее от оси фазы A на 90 эл. град. Примем, что это же положение соответствует физической оси  $\alpha$ . Ось  $\beta$  сдвинута на 90 эл. град. в положительном направлении.
3. Начальный сдвиг фазы в генераторе пилообразного сигнала  $180 + 90 = 270$  эл. град. обеспечивает первое включение вектора  $U_0$  в начале моделирования.

Результаты работы модели полностью идентичны рис. 8.12.



## 8.8. Принцип построения трёхфазных ШИМ-инверторов тока

### 8.8.1. Общие положения

Для качественного управления моментом шаговых и вентильных двигателей силовой преобразователь должен обладать свойствами управляемого инвертора тока. Для трёхфазных ШД/ВД сложность реализации инвертора тока связана с наличием общей точки фаз и невозможностью раздельного управления токами каждой из фаз. Тем не менее, такие инверторы тока можно создать на базе трёхфазных инверторов напряжения с ШИМ-модуляцией, охваченных обратными связями по токам. Базовые положения:

1. Вход инвертора: пространственное положение вектора суммарного тока статора  $I_m e^{\gamma}$  заданной амплитуды и фазы.
2. Задание вектора тока можно представить в виде двух взаимно ортогональных составляющих – проекций вектора тока на физические оси  $\alpha$ ,  $\beta$ :

$$\begin{cases} I_{\alpha \text{ set}} = I_m \cdot \cos\gamma; \\ I_{\beta \text{ set}} = I_m \cdot \sin\gamma. \end{cases} \quad (8.8)$$

3. Мгновенные значения фазных токов  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  из трёхфазной системы можно преобразовать в эквивалентную двухфазную, предполагая, что и в той, и в другой системе координат амплитуды векторов результирующего тока статора должны быть одинаковыми. Координатное преобразование  $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$  должно быть выполнено с учетом взаимного расположения осей  $(a, b, c)$  и  $(\alpha, \beta)$ . Так, применительно к системе координат для библиотечного модуля ШИМ-генератора SVPWM, описанного выше, взаимное расположение координатных осей соответствует рис. 8.14.

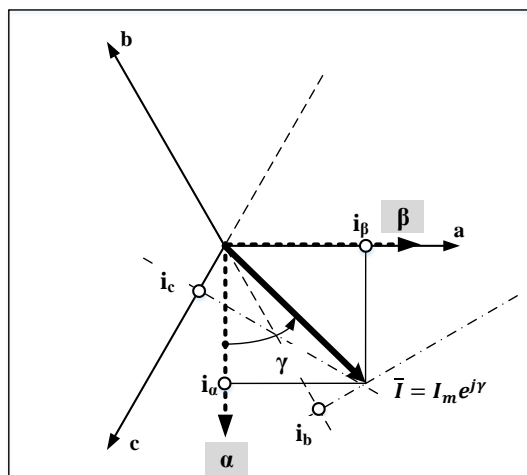


Рис. 8.14 Расположение координатных осей для модуля ШИМ-генератора SVPWM

При этом формулы координатного преобразования  $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$  имеют следующий вид:

$$\begin{cases} i_\alpha = -i_b \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + i_c \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right); \\ i_\beta = i_a - i_b \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - i_c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right). \end{cases} \quad (8.9)$$

4. Система управления трёхфазным ШИМ-преобразователем напряжения должна состоять из двух независимо работающих регуляторов токов  $PT_\alpha$  и  $PT_\beta$ , на входы которых поступают задания токов по осям  $(\alpha, \beta)$ , рассчитанные в соответствии с (8.8), и сигналы обратной связи по фактическим токам, полученным после преобразования к осям  $(\alpha, \beta)$  в соответствии с (8.9).
5. Выходы регуляторов токов  $PT_\alpha$  и  $PT_\beta$  должны ограничиваться максимально возможными значениями  $\pm 1$  и поступать на входы ШИМ-генератора SVPWM  $U_\alpha, U_\beta$ . При этом передаточные функции ШИМ-преобразователя напряжения по осям  $(\alpha, \beta)$  будут одинаковыми и представлять собой инерционные звенья с постоянной времени  $T_{\text{ШИМ}}$  и коэффициентом передачи, соответствующим максимально возможной амплитуде вектора напряжения в режиме синусоидальной векторной модуляции  $(1/\sqrt{3})U_{dc}$ :

$$W_{\text{ИН}_\alpha}(p) = W_{\text{ИН}_\beta}(p) = \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot U_{dc}}{T_{\text{ШИМ}} \cdot p + 1}. \quad (8.10)$$

6. Синтез регуляторов тока (см. приложение 1) проведем в предположении, что двигатель заторможен и ЭДС в фазах равна нулю. Поэтому передаточная функция нагрузки в осях  $(\alpha, \beta)$  может быть представлена простым инерционным звеном с постоянной времени,

равной электромагнитной постоянной времени цепи, образованной последовательным соединением одной из фаз с параллельным соединением двух других фаз и коэффициентом передачи, равным обратной величине от активного сопротивления этой цепи (терминального сопротивления):

$$\begin{cases} W_{\text{наг}_\alpha}(p) = W_{\text{наг}_\beta}(p) = \frac{\left(\frac{1}{R_{\text{терм}}}\right)}{T_{\text{терм}} \cdot p + 1}; \\ R_{\text{терм}} = \frac{3}{2} R_\phi = 0,12 \text{ Ом}; \\ L_{\text{терм}} = \frac{3}{2} L_\phi = 0,45 \text{ мГн}; \\ T_{\text{терм}} = \frac{L_{\text{терм}}}{R_{\text{терм}}} = 0,00375 \text{ с.} \end{cases} \quad (8.11)$$

### 8.8.2. Синтез регуляторов тока

Структурная схема эквивалентных контуров токов по осям ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) имеет вид, представленный на рис. 8.15 (одинакова для осей  $\alpha$ ,  $\beta$ ).

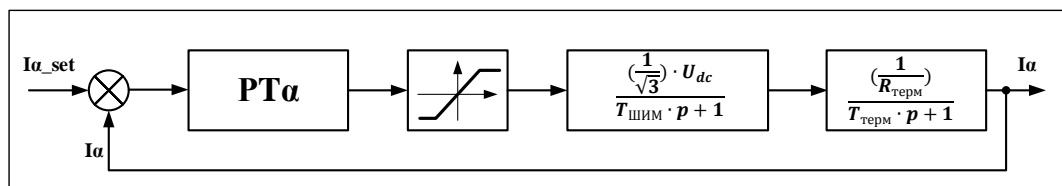


Рис. 8.15 Структура контуров тока по осям  $\alpha$ ,  $\beta$

В соответствии с теорией подчиненного регулирования координат электропривода выберем в качестве некомпенсированной малой постоянной времени постоянную времени преобразователя напряжения, равную периоду ШИМ:

$$T_\mu = T_{\text{ШИМ}}, \quad (8.12)$$

а в качестве желаемой передаточной функции разомкнутого контура тока функцию

$$W_{\text{жел}}(p) = \frac{1}{a_T T_\mu p (T_\mu p + 1)} \quad (8.13)$$

с коэффициентом  $a_T = 2$ , соответствующим настройке на «технический оптимум».

С учетом передаточной функции объекта регулирования тока

$$W_{орт}(p) = \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \cdot U_{dc}}{T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{\left(\frac{1}{R_{терм}}\right)}{T_{терм}p + 1}$$

определим передаточную функцию регуляторов токов:

$$W_{рт}(p) = \frac{W_{жел}(p)}{W_{орт}(p)} = \frac{\sqrt{3}R_{терм}}{U_{dc}} \cdot \frac{T_{терм}}{a_{\tau}T_{\mu}} + \frac{\sqrt{3}R_{терм}}{U_{dc}} \cdot \frac{1}{a_{\tau}T_{\mu}} \cdot \frac{1}{p} = k_{п} + k_{и} \cdot \frac{1}{p} \quad (8.14)$$

Получим пропорционально-интегральные регуляторы тока с коэффициентами  $k_{п} = 0,082$  и  $k_{и} = 21,65$ , если напряжение звена постоянного тока  $U_{dc} = 48$  В, а частота ШИМ – 10 кГц.

### 8.8.3. Управление трёхфазным двигателем в режиме целых шагов от ШИМ-инвертора тока

Для перевода ШИМ-инвертора напряжения с векторной ШИМ-модуляцией в режим инвертора тока выберем режим задания для ШИМ-генератора управляющих воздействий по координатам  $(\alpha, \beta)$  и добавим два пропорционально-интегральных регулятора токов по этим осям, реализованных на базе библиотечных модулей ПИД-контроллеров с выключенной дифференциальной составляющей. Выходы ПИД-регуляторов ограничим значениями  $\pm 1$  и подадим на входы SVPWM-генератора (рис. 8.16).

На входах ПИД-регуляторов тока задания токов по осям  $\alpha, \beta$  сравниваются с сигналами фактических токов, полученных в модуле преобразования координат  $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$ , структура которого показана на рис. 8.17 и соответствует уравнениям (8.9). Реальные фазные токи предварительно усредняются на каждом периоде ШИМ.

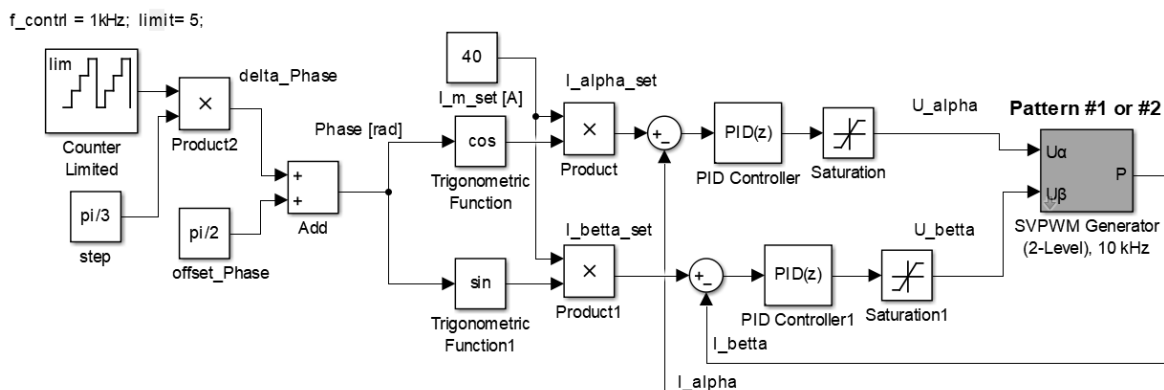


Рис. 8.16 Модель управления инвертором тока в режиме целых шагов

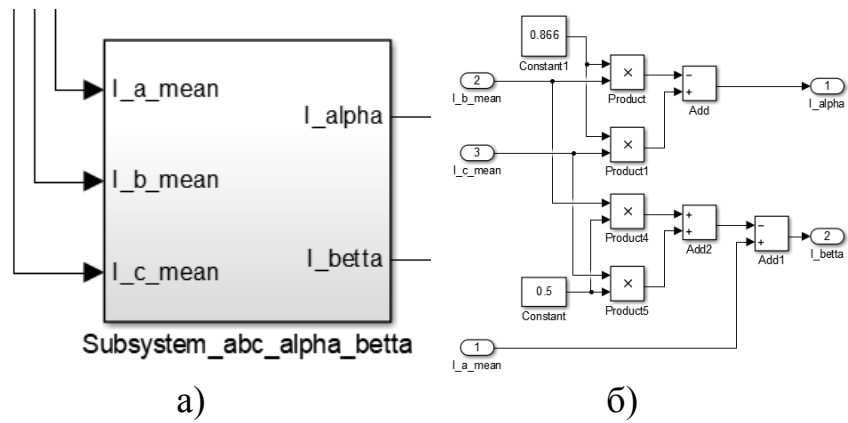


Рис. 8.17 Модуль координатных преобразований  $abc \rightarrow \alpha\beta$ : а – подсистема;  
б – её структура

Установим начальное значение фазы вектора тока статора равным  $\pi/2$  (offset\_Phase) для начального включения вектора тока в положение вектора напряжения  $U_0$ . Для имитации режима биполярной одновременной симметричной коммутации фаз используем двоичный счетчик, работающий на частоте 1 кГц, выход которого (0, 1, 2, ...) автоматически ограничивается значением 5 и умножается на величину целого электрического шага  $\pi/3$ . Всего имеем 6 возможных электрических состояний вектора тока. Зададим амплитуду вектора тока 40 А и преобразуем задание тока в полярных координатах к заданию в физических координатах в соответствии с (8.8).

Результаты работы модели для средних значений фазных токов представлены на рис. 8.18 при частоте ШИМ 20 кГц и двух значениях напряжения в звене постоянного тока  $U_{dc} = 48$  В и  $U_{dc} = 72$  В.

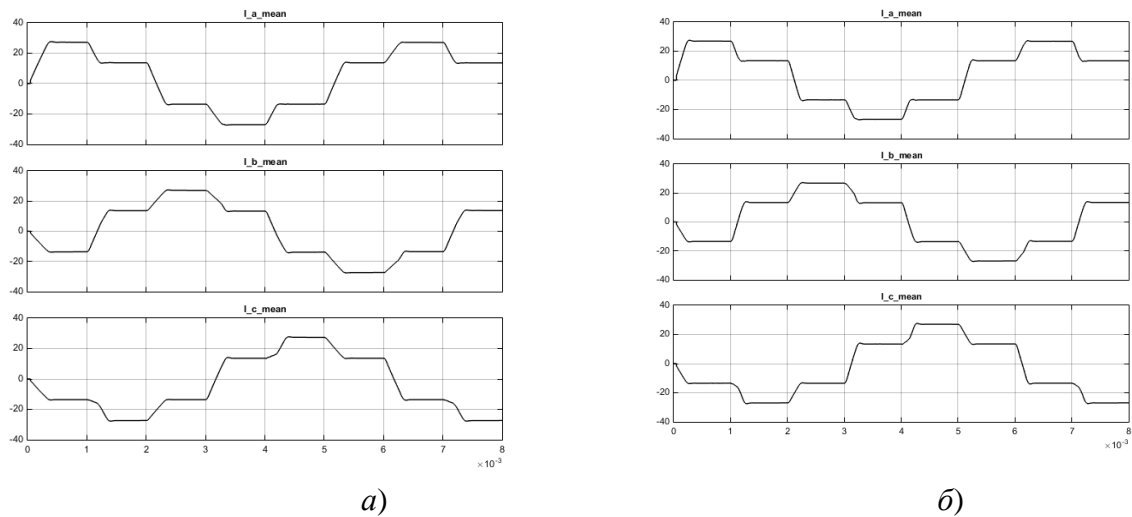


Рис. 8.18 Инвертор тока в режиме отработки двигателем целых шагов:  
а –  $U_{dc} = 48$  В; б –  $U_{dc} = 72$  В

## Выводы

1. Переходные процессы обработки задания токов фаз соответствуют теории: Перерегулирование по амплитуде не превышает 5%. Интегральная составляющая регуляторов обеспечивает в любом электрическом состоянии поддержание амплитуды результирующего вектора тока на заданном уровне 40 А.
2. Качество переходных процессов улучшается с повышением частоты ШИМ, так как уменьшается время запаздывания идентификации сигналов обратной связи по току, равное периоду ШИМ.
3. Длительность переходного процесса смены электрического состояния существенно зависит от ресурса по напряжению в звене постоянного тока. В данном примере переходные процессы не превышают по длительности 25% от периода частоты управления 1 кГц.
4. Параметры регуляторов тока существенно зависят от частоты ШИМ и напряжения питания инвертора.

### 8.8.4. Инвертор тока в режиме формирования выходных синусоидальных токов заданной частоты

При работе ШД/ВД в замкнутой структуре с датчиком положения высокого разрешения реализуется режим бесколлекторного двигателя переменного тока (BLAC), когда частота выходных токов определяется скоростью вращения двигателя, а фаза – значением угла коммутации. Это типовой режим работы современных приводов с векторным управлением (см. главу [11](#)).

Имитация этого режима в компьютерной модели трёхфазного инвертора тока создается с помощью устройства управления на рис. [8.19](#).

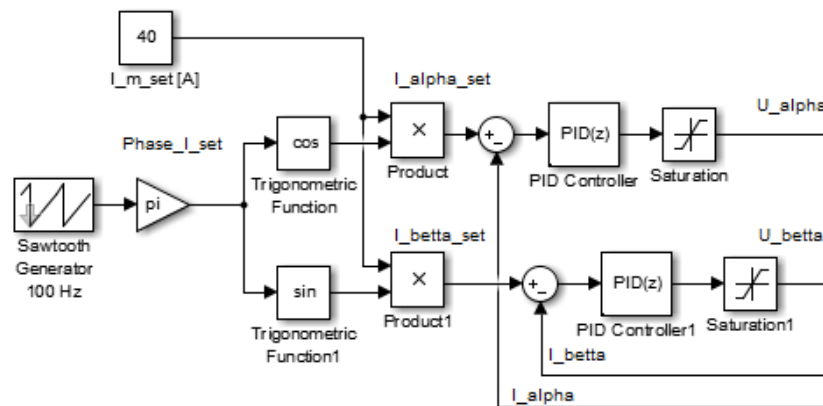


Рис. 8.19 Управление инвертором тока на заданной выходной частоте

## Комментарий

1. Выходная частота токов статора задается частотой генератора пилообразного сигнала Sawtooth Generator, выход которого ( $\pm 1$ ) умножается на  $\pi$  для получения текущей фазы заданного вектора тока.
2. Амплитуда вектора тока неизменна – круговой годограф вектора тока.
3. Компоненты заданного вектора напряжения статора  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$  формируются с использованием двух ПИД-регуляторов тока одинаковой структуры и параметров, а также обратных связей по фактическим токам фаз  $I_\alpha$ ,  $I_\beta$ .

Осциллограммы трёхфазных выходных токов инвертора при частоте ШИМ 20 кГц и напряжении питания звена постоянного тока 48 В представлены на рис. 8.20.

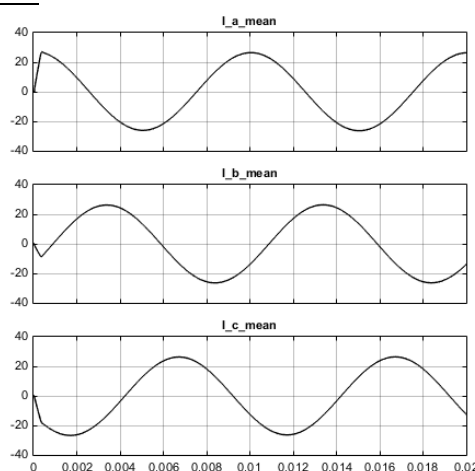


Рис. 8.20 Инвертор тока в режиме генерации трёхфазных токов заданной частоты

## Выводы

1. Рассмотренная структура инвертора тока на базе ШИМ-преобразователя напряжения с векторной ШИМ-модуляцией для трёхфазных двигателей при достаточном запасе напряжения питания обеспечивает точное формирование выходного вектора тока, как по фазе, так и по амплитуде. Действительно: максимуму тока в фазе А, равному 26,5 А соответствуют отрицательные токи -13,5 А в фазах В и С. При этом амплитуда результирующего вектора тока статора равна заданной 40 А.
2. Частота выходного трёхфазного тока соответствует заданию – 100 Гц.
3. Длительность начального процесса выхода на заданную амплитуду вектора тока статора определяется напряжением питания инвертора и параметрами индуктивной нагрузки: ток в индуктивной нагрузке не может измениться мгновенно.

### **Выводы по главе**

1. Инверторы напряжения с поддержкой широтно-импульсной модуляции базовых векторов являются современным перспективным средством управления трёхфазными ШД/ВД как в режиме источника переменного напряжения, так и тока.
2. При выборе управляющего процессора, имеющего такую поддержку, можно минимизировать динамические потери в силовых ключах и добиться максимально полного использования имеющегося напряжения питания звена постоянного тока.

### **Контрольные вопросы**

1. Почему для управления трёхфазными ШД/ВД не применяются классические мостовые H-инверторы?
2. В чем состоит принцип широтно-импульсной модуляции базовых векторов?
3. Почему вместо теоретически возможных 12 базовых векторов, соответствующих режимам парной и одновременной коммутации фаз, используются только шесть базовых векторов для режима одновременной коммутации?
4. Можно ли реализовать инвертор тока, работающий непосредственно в полярной системе координат?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)



## 9. ИНТЕГРАЛЬНО–ГИБРИДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

|  |     |
|--|-----|
| 9.1. Назначение, преимущества, области применения .....  | 225 |
| 9.2. Драйвер ШД фирмы Toshiba TB6560 .....   | 227 |
| 9.2.1. Основные технические данные.....  | 229 |
| 9.2.2. Силовой преобразователь.....  | 230 |
| 9.2.3. Интерфейс управления драйвером ШД .....   | 231 |
| 9.2.4. Управление амплитудой фазного тока .....  | 232 |
| 9.2.5. Режимы работы драйвера. Управление коэффициентом дробления шага.....                    | 232 |
| 9.2.6. Синхронизация при смене режима работы драйвера.....                                     | 236 |
| 9.2.7. ШИМ-регуляторы фазных токов.....  | 236 |
| 9.2.8. Синхронизация ШИМ-регуляторов токов фаз с входными управляющими импульсами.....         | 237 |
| 9.2.9. Алгоритм работы ШИМ-регуляторов токов фаз .....   | 239 |
| 9.2.10. Форма фазного тока при работе с целым шагом .....                                      | 241 |
| 9.2.11. Выводы.....  | 243 |
| 9.3. Перспективные интегральные драйверы ШД фирмы Texas Instruments ... ..                     | 244 |
| 9.3.1. Недостатки классических решений.....  | 244 |
| 9.3.2. Драйверы ШД с адаптивными алгоритмами оптимизации параметров ШИМ-регуляторов токов..... | 245 |
| 9.3.3. Алгоритм автонастройки.....   | 246 |
| 9.3.4. Преимущества драйверов ШД с автонастройкой.....   | 248 |
| 9.4. Драйверы ШД с интегрированными в силовые ключи датчиками токов.. ..                       | 249 |

### 9.1. Назначение, преимущества, области применения

Широкое использование шаговых двигателей малой и средней мощности в различных устройствах автоматики заставило производителей электроники обратить особое внимание на создание *специализированных интегрально-гибридных микросхем (ИГМС)*, сочетающих в себе компоненты аналоговой и цифровой техники, силовые ключи и элементы управления, размещенные в одном корпусе и выполняющие полноценные функции драйверов двигателей. Такие микросхемы называют *силовыми БИС*, так как

они имеют мощность, существенно превышающую мощность обычных интегральных микросхем, снабжены собственным радиатором для эффективного отвода тепла и допускают монтаж непосредственно на печатную плату устройства управления. Наиболее часто для них используется название однокристальный драйвер двигателя (single-chip motor driver). На рынке имеется большое число микросхем ведущих мировых производителей электроники, предназначенных для управления как шаговыми, так и вентильными двигателями. В этой главе рассмотрим примеры драйверов шаговых двигателей.

Основное преимущество – наличие цифрового интерфейса с микропроцессорами и микроконтроллерами, что позволяет создавать комплектные устройства, состоящие из *серводрайверов* (без ограничения числа осей), и *сервоконтроллера*, управляющего сразу всеми осями. Маленькие габариты и вес управляющих устройств позволяют легко интегрировать их непосредственно в объект управления (робот, станок, прибор), а высокая производительность и универсальность современных микроконтроллеров дают возможность оптимизации стратегий управления двигателями, обеспечивая как их максимальную производительность, так и минимальное энергопотребление. Наличие микропроцессорного контроллера позволяет в одном устройстве реализовать и все необходимые функции управления автоматикой объекта (например, станка) и сопряжения с датчиками (конечного положения осей, датчиками технологических переменных и пр.).

Сочетание серво-драйвера и серво-контроллера можно рассматривать как *интеллектуальный комплектный шаговый электропривод*, объединяющий в себе силовой преобразователь и цифровую систему управления.

Использование интегрально-гибридных драйверов особенно перспективно для изделий, работающих автономно или под управлением ПК: бытовой и офисной техники, 3-D принтеров, контрольно-измерительной аппаратуры и т.д.

Отметим, что в силовых интегрально-гибридных микросхемах реализуются обычно самые простые структуры инверторов тока, рассмотренных нами в главе 6. Это связано со стремлением производителей БИС максимально удешевить изделие и сделать его наиболее массовым. Так, в качестве датчика тока фазы обычно используется резистор, подключаемый к нижней шине Н-моста. Следовательно, возникают проблемы управления спадающими токами, например, в режимах дробления электрического шага. Кроме того, стремление поддержать постоянство частоты ШИМ во всех

режимах работы БИС, заставляет выбирать структуры управления с принудительно фиксированной частотой тактового генератора и «отсечкой по заданному току сверху», что не оптимально по точности воспроизведения тока и динамическим потерям в ключах.

Тем не менее, эти недостатки постепенно устраняются за счет применения достаточно сложных адаптивных алгоритмов управления, и использования особых структур силовых транзисторов с дополнительными функциями измерения протекающих токов.

Сегодня ведущие электронные компании, такие как Texas Instruments [28], предлагают уже несколько десятков интегральных драйверов ШД, существенно отличающихся структурой, функциональными возможностями и энергетическими показателями. Поступим так, рассмотрим более подробно одну из первых микросхем, разработанную для этой цели компанией Toshiba, тем более, что на ее основе уже выпущено большое число конечных изделий – блоков управления ШД, а затем отметим перспективные направления развития силовых БИС на примере изделий компании Texas Instruments.

## **9.2. Драйвер ШД фирмы Toshiba ТВ6560**

Драйвер представляет собой интегральную микросхему биполярного драйвера с ШИМ-управлением шаговыми двигателями (PWM Chopper-Type Bipolar Driver IC for Stepping Motor Control), специально разработанную для поддержки как режима работы с целым шагом, так и микрошагового синусоидального управления токами фаз (глава 7).

Имеет развитые функциональные возможности и применяется в большом числе серийно выпускаемых, в том числе, многоосевых драйверов ШД. Упрощенная структурная схема драйвера представлена на рис. 9.1.

Силовая часть состоит из двух полных силовых мостов, в диагональ которых включаются фазы ШД. В качестве датчиков токов фаз используются внешние резистивные шунты. Мосты управляются в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) регуляторами токов фаз.

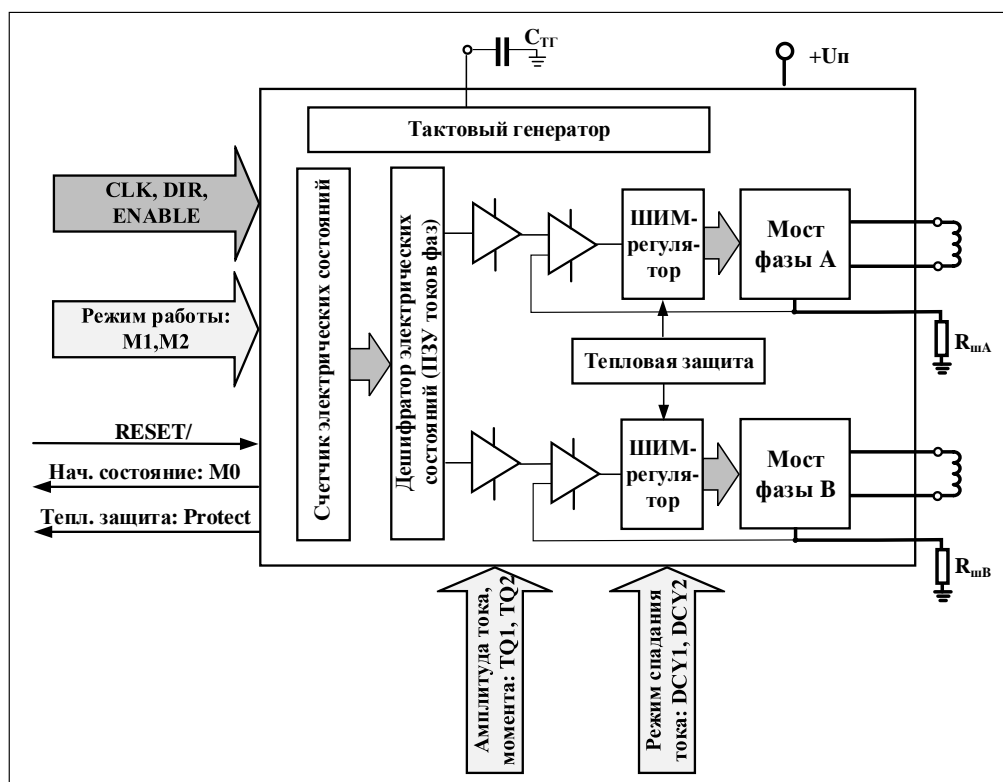


Рис. 9.1 Структура микросхемы TB6560

Драйвер имеет счетчик электрических состояний переменной емкости, в зависимости от установленного коэффициента электрического дробления шага – режима работы, задаваемого извне состоянием дискретных входов M1, M2. Текущее электрическое состояние дешифрируется с помощью ПЗУ фазных токов. Заданные значения токов могут масштабироваться для управления амплитудой синусоидальных токов фаз и моментом ШД (дискретные входы TQ1, TQ2), после чего поступают на компараторы регуляторов токов вместе с сигналами обратных связей по токам фаз. Режим работы регуляторов токов при спадании тока задается извне состоянием дискретных входов: DCY1, DCY2.

Драйвер имеет стандартный интерфейс управления ШД унитарным кодом – сигналы CLK, DIR, ENABLE, а также вход сброса счетчика состояний в начальное состояние RESET/. О нахождении ШД в начальном электрическом состоянии сигнализирует дискретный выход M0.

Драйвер имеет защиту от тепловой перегрузки, срабатывание которой активизирует дискретный выход Protect, и силовые ключи мостов блокируются.

Система управления драйвера – синхронный управляющий автомат, тактируемый частотой внутреннего тактового генератора (ТГ). Частота генератора задается внешним конденсатором  $C_{ТГ}$ .

### 9.2.1. Основные технические данные

- Биполярное управление двухфазными ШД (магнитоэлектрическими или гибридными), четырёхфазными ШД с расщепленными обмотками или четырёхфазными с изолированными обмотками при параллельном или последовательном соединении встречных полуфаз.
- Стандартный интерфейс (унитарный код) для управления ШД от сервоконтроллера или другого устройства верхнего уровня: CLK, DIR, ENABLE.
- Максимальный ток фазы 3,5 А (для ТВ6560АНQ) или 2,5 А (для ТВ6560AFG).
- Аппаратная установка максимального тока фазы с помощью внешнего резистора, используемого в качестве шунта.
- Встроенные ШИМ-регуляторы токов фаз А и В, обеспечивающие не только поддержание тока на заданном уровне, но и ступенчатое синусоидальное управление в режимах дробления шага со снижением вибраций, шумов и резонансных явлений.
- Дополнительное управление амплитудой фазного тока (моментом ШД) при сохранении синусоидальности формы тока в процентах от максимально возможного (номинального) тока: 20; 50; 75, 100%.
- Возможность снижения амплитуды тока в режиме фиксации конечного положения при позиционировании.
- Режим целых шагов (парная коммутация) и микрошагового управления с коэффициентами дробления: 2 (половинный шаг); 8; 16.
- Управление темпом спадания в режимах уменьшения тока за счет установки доли быстрого спадания на 4-х тактах работы ШИМ-регулятора: 0, 25, 50, 100%. Адаптация режима работы драйвера к заданному скоростному диапазону привода.
- Полноценные мостовые инверторы токов фаз с сопротивлением силовых ключей в открытом состоянии 0,6 Ом и допустимым напряжением питания 40 В.
- Максимальная частота входных управляющих импульсов 15 кГц.
- Встроенный тактовый генератор с частотой до 400 кГц.
- Встроенная защита от перегрева драйвера.
- Два возможных конструктива, в том числе планарная ИС для монтажа на печатную плату. Встроенная в ИС пластина-радиатор для эффективного отвода тепла.

### 9.2.2. Силовой преобразователь

Состоит из двух классических мостов с 4-мя силовыми полевыми транзисторами, снабженными обратными диодами, в диагональ которых включены фазы *A* и *B* ШД. Мосты получают питание от источника постоянного тока напряжением до 40 В. Нижние шины мостов соединены с внешними резисторами (шунтами), выполняющими функции датчиков токов фаз.

Обратные диоды используются в режимах спада тока (медленного или быстрого) и позволяют исключить перенапряжения на силовых ключах в процессе их отключения. При формировании положительного фазного тока (рис. 9.2) возможны следующие три состояния ключей моста:

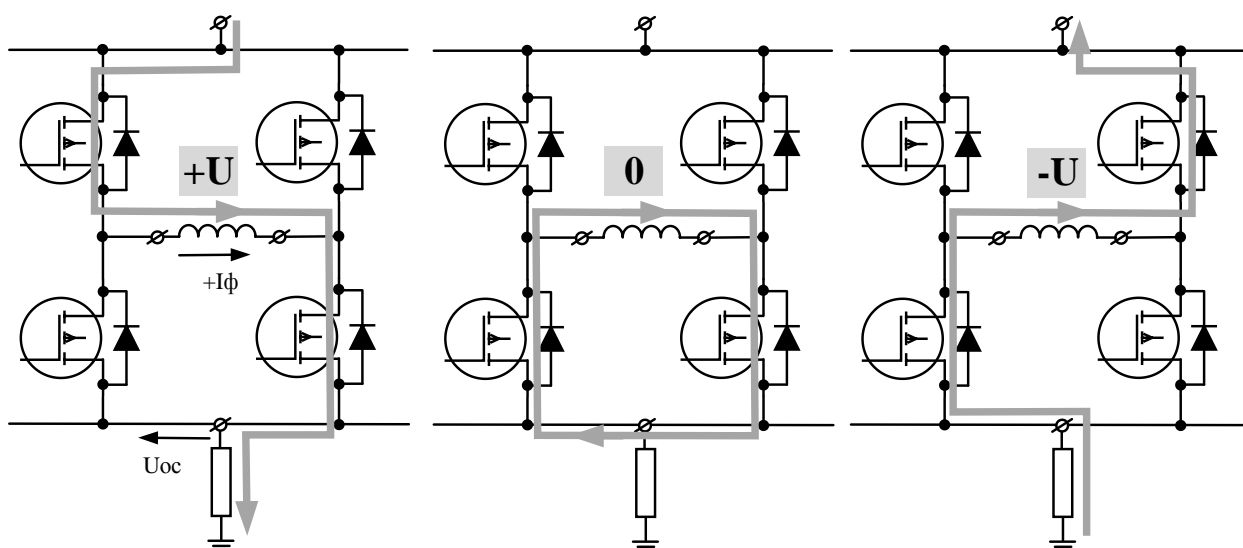


Рис. 9.2 Состояния силовых ключей при формировании положительного тока

- 1) Включен верхний ключ левой стойки и нижний ключ правой стойки: к фазе приложено положительное напряжение « $+U$ » – режим увеличения положительного тока. В документации фирмы он называется режимом заряда «Charge» индуктивности фазы.
- 2) Верхний ключ левой стойки выключается, и фаза закорачивается через обратный диод нижнего ключа левой стойки: к фазе приложено нулевое напряжение « $U = 0$ » (короткое замыкание фазы) – режим медленного спада тока «Slow».
- 3) Включение верхнего ключа левой стойки и нижнего ключа правой стойки: к фазе приложено отрицательное напряжения « $-U$ » – режим быстрого спада положительного тока «Fast» через обратные диоды ключей и, возможно, увеличения тока в обратном направлении.

При отрицательном направлении тока фазы используются аналогичные три состояния (работают перекрестно расположенные ключи моста). Для них используются те же обозначения режимов работы: «Charge», «Slow», «Fast».

Применение внешнего подключаемого резистора в качестве датчика тока не позволяет контролировать ток в режиме медленного спада «Slow». Именно поэтому ШИМ-регуляторы токов фаз работают по принципу: *ограничение тока сверху* (отсечка при превышении амплитудой тока заданного значения) и процесс *медленного, быстрого или смешанного спада* тока в течение строго заданного интервала времени.

Для исключения сквозного тока через силовые ключи стойки в процессе смены режима работы моста, управление ключами выполняется с так называемым «мертвым временем» – задержкой в переключении ключей. Для данной микросхемы – 300 нс.

### 9.2.3. Интерфейс управления драйвером ШД

Микросхема поддерживает стандартный интерфейс сопряжения драйвера ШД с устройствами управления более высокого уровня (сервоконтроллерами, модулями расширения промышленных контроллеров для управления ШД, системами ЧПУ). Управление выполняется унитарным кодом (сигналы CLK, DIR, ENABLE). Работа выходного усилителя мощности автоматически блокируется (силовые ключи закрываются, т.е. переходят в состояние высокого сопротивления Z) при установке сигнала ENABLE в состояние «0». При этом сигналы тактовой частоты CLK и направления движения DIR могут приниматься и изменять текущее состояние счетчика электрических состояний и дешифратора электрических состояний. Однако, это не отразится на состоянии силовых ключей, которые останутся закрытыми. При подаче разрешающего сигнала ENABLE = «1» силовые ключи перейдут в активное состояние в соответствии с текущим режимом работы и текущим состоянием счетчика электрических состояний.

Смена электрических состояний ШД выполняется по переднему фронту сигнала управляющей тактовой частоты CLK. Смена направления вращения – по сигналу DIR (условно: «0» – по часовой стрелке, «1» – против). Направление вращения конкретного ШД зависит от порядка размещения фаз по расточке статора.

#### 9.2.4. Управление амплитудой фазного тока

Максимальному значению фазного тока (100%), должно соответствовать напряжение обратной связи по току, снимаемое с внешнего шунта, равное 0,5 В. Требуемое сопротивление шунта рассчитывается по значению номинального фазного тока ШД:

$$R_{\text{ш}} = \frac{0,5}{I_{\text{ф ном}}}. \quad (9.1)$$

Так, для ШД с номинальным током 1 А, получим  $R_{\text{ш}} = 0,5$  Ом, а для ШД с номинальным током 2 А –  $R_{\text{ш}} = 0,25$  Ом.

Имеются два дискретных входа TQ2, TQ1, состояние которых позволяет масштабировать амплитуду заданного фазного тока по отношению к номинальному току: 100, 75, 50 или 20%.

Эту функцию можно использовать для управления моментом ШД или для ограничения токов двигателя (энергопотребления) при фиксации конечного положения.

#### 9.2.5. Режимы работы драйвера. Управление коэффициентом дробления шага

Драйвер имеет классическую структуру системы управления, которая состоит из *реверсивного счетчика электрических состояний* на 4, 8, 32 и 64 состояний в соответствии с возможными значениями коэффициентов электрического дробления шага (1, 2, 8, 16) и *дешифратора электрических состояний* – ПЗУ токов фаз, соответствующих возможным электрическим состояниям.

В ПЗУ записаны идеальные значения относительных токов фаз (в процентах), которые соответствуют номинальной амплитуде фазных токов. Комбинацией сигналов на дискретных входах TQ1, TQ2 задания токов можно масштабировать в меньшую сторону.

При поступлении очередного тактового импульса CLK от системы управления верхнего уровня, в зависимости от значения сигнала на входе направления движения DIR состояние счетчика электрических состояний увеличивается или уменьшается на определенную дискрету. Соответствующие новому состоянию задания токов фаз извлекаются из ПЗУ, масштабируются и поступают на входы компараторов ШИМ-регуляторов фазных токов, где сравниваются с реальными токами.



Управление режимом работы драйвера осуществляется по двум дискретным входам M1, M2 (табл. 9.1). Возможна работа ШД с полным (конструктивным) шагом  $\alpha_{\text{цел}}$ , полушагом  $0,5\alpha_{\text{цел}}$ , микрошагом  $1/8 \alpha_{\text{цел}}$ , и микрошагом  $1/16 \alpha_{\text{цел}}$ .

Таблица 9.1 Режимы работы драйвера ШД ТВ6560

| Код<br>M1, M2 | Название                    | Комментарий  | Начальное электрическое состояние    | Коэффициент дробления шага/число шагов на эл. оборот $k_{\text{др}}/N_{\text{эл}}$ |
|---------------|-----------------------------|--|--------------------------------------|--|
| 00            | Полный конструктивный шаг   | Парная разнополярная симметричная, четырёхтактная коммутация | $I_a = +100\%$ ;<br>$I_b = -100\%$ . | 1/4  |
| 10            | Дробление целого шага на 2  | Микро-шаговое ступенчатое синусоидальное управление          | $I_a = +100\%$ ;<br>$I_b = 0\%$ .    | 2/8  |
| 11            | Дробление целого шага на 8  |  |                                      | 8/32   |
| 01            | Дробление целого шага на 16 |  |                                      | 16/64  |

Последние три режима – это ступенчатое синусоидальное управление токами фаз с одним и тем же начальным состоянием фазы вектора тока статора 0 эл. град. (рис. 9.3).

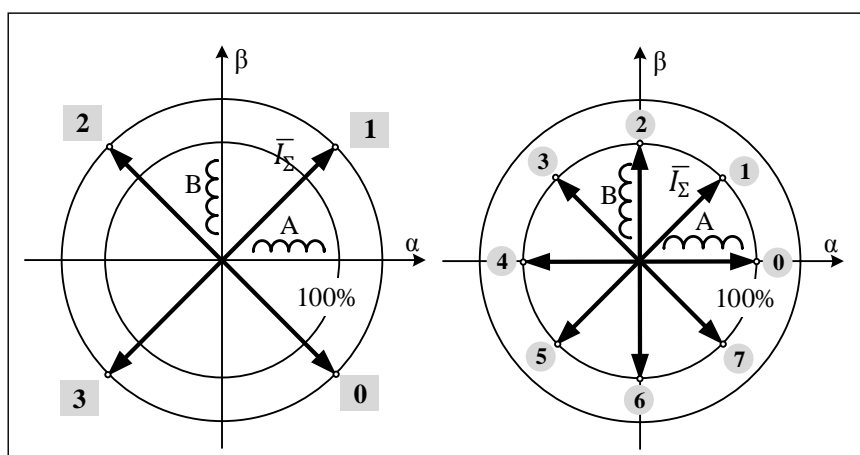


Рис. 9.3 Электрические состояния ШД для режима целых шагов и дробления шага на 2

В режиме целых шагов амплитуда суммарного вектора тока статора превышает амплитуду вектора тока для режимов дробления шага в  $\sqrt{2}$  раз. Это объясняется тем, что одновременно включены обе фазы с максимально

возможным током (100%). В режимах дробления шага используется синусоидальное управление, при котором амплитуда вектора тока в любом электрическом состоянии равна 100%. Это исключает пульсации электромагнитного момента и способствует более равномерному движению, уменьшению шумов и вибраций, механических резонансов. Кроме того, полностью исключается перегрев ШД в любом из состояний.

Осциллограммы заданных токов фаз в режиме целых шагов и в режиме дробления целого шага на 2 представлены на рис. 9.4. Смена состояний выполняется по переднему фронту входных тактовых импульсов CLK.

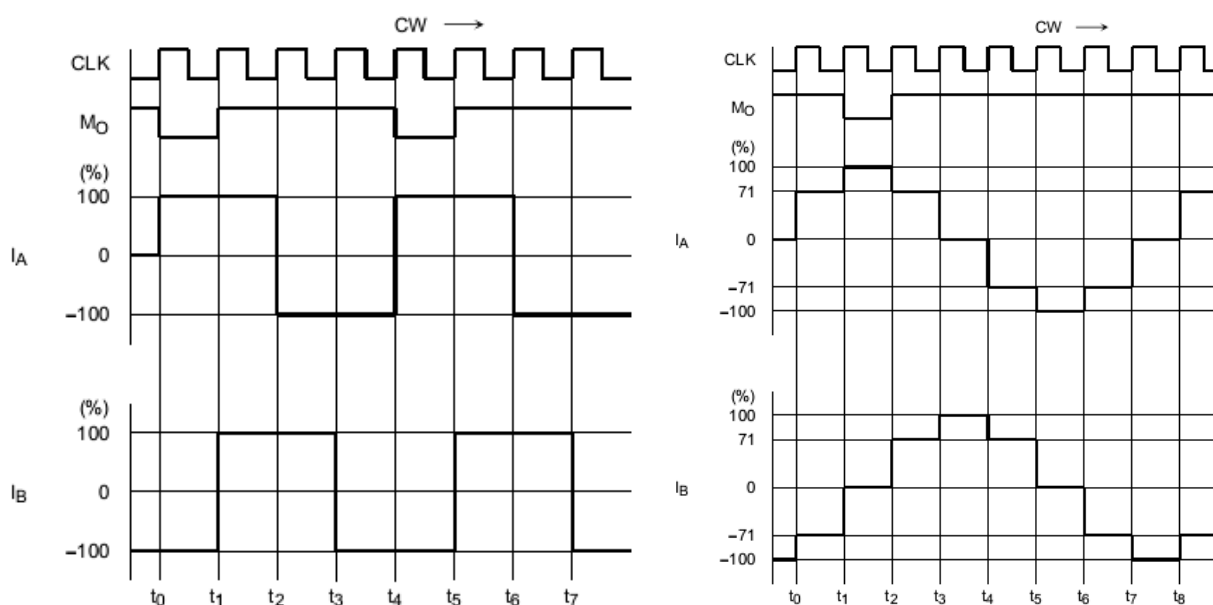


Рис. 9.4 Осциллограммы заданных токов фаз в режиме целых шагов и дробления шага

В первом случае на одном полюсном делении ШД (на паре полюсов) имеется четыре электрических состояния, во втором – восемь. Система управления может информировать сервоконтроллер о нахождении в начальном электрическом состоянии. При этом дискретный выход драйвера MO принимает значение логического нуля.

Этот сигнал можно использовать для подсчета числа электрических оборотов, а при известном числе пар полюсов ШД – и механических оборотов. Его активность не означает фактической отработки двигателем электрического оборота, а свидетельствует только о выдаче соответствующей команды на силовую часть драйвера. В начальном состоянии возможна корректная программная смена режима работы, например, переход к микрошаговому режиму с другим коэффициентом дробления шага.

Дискретный выход MO – это выход с открытым стоком, требующий подключения внешнего «подтягивающего» резистора. Его состояние при

выполнении обычных операций «1», а при переходе в начальное состояние счетчика электрических состояний – «0».

Во всех режимах дробления шага за начальное принимается состояние включенной в положительном направлении фазы А ( $I_a = +100\%$ ) и выключенной фазы В (нулевая фаза суммарного тока статора на рис. 9.3). Очередное состояние при коэффициенте дробления шага 2 соответствует значениям заданных токов:

$$I_A = +\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 100\% = 70,7\% \cong 71\%; I_B = +\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 100\% \cong 71\%.$$

### **Рекомендация**

Необходимо знать паспортные данные ШД, а именно какой фазный ток указан в качестве номинального: для одиночной или парной коммутации фаз. Если для одиночной, то при использовании дробления шага нет опасности перегрева ШД в любом из электрических состояний. Если для парной, то номинальный ток, соответствующий режимам дробления шага, можно увеличить в  $\sqrt{2}$  раз, без опасности перегреть двигатель.

Счетчик электрических состояний имеет емкость, соответствующую максимальному коэффициенту дробления шага 16, а именно,  $N_{эл} = 4 \cdot 16 = 64$ . Для всех 64-х состояний информация о безразмерных токах фаз в процентах записана в ПЗУ. При меньших коэффициентах дробления таблица значений токов сохраняется, меняется лишь приращение номера состояния, которое соответствует одному шагу:  $\pm 1$  для  $k_{др} = 16$ ;  $\pm 2$  для  $k_{др} = 8$ ;  $\pm 8$  для  $k_{др} = 2$ .

На рис. 9.5 показаны осциллограммы изменения заданных относительных токов фаз при постоянной входной частоте CLK, при коэффициентах дробления конструктивного шага на 8 и 16. На каждом электрическом периоде изменения тока имеем  $4 \cdot 8 = 32$  и  $4 \cdot 16 = 64$  фиксированных значений пар заданных токов для фаз А и В.

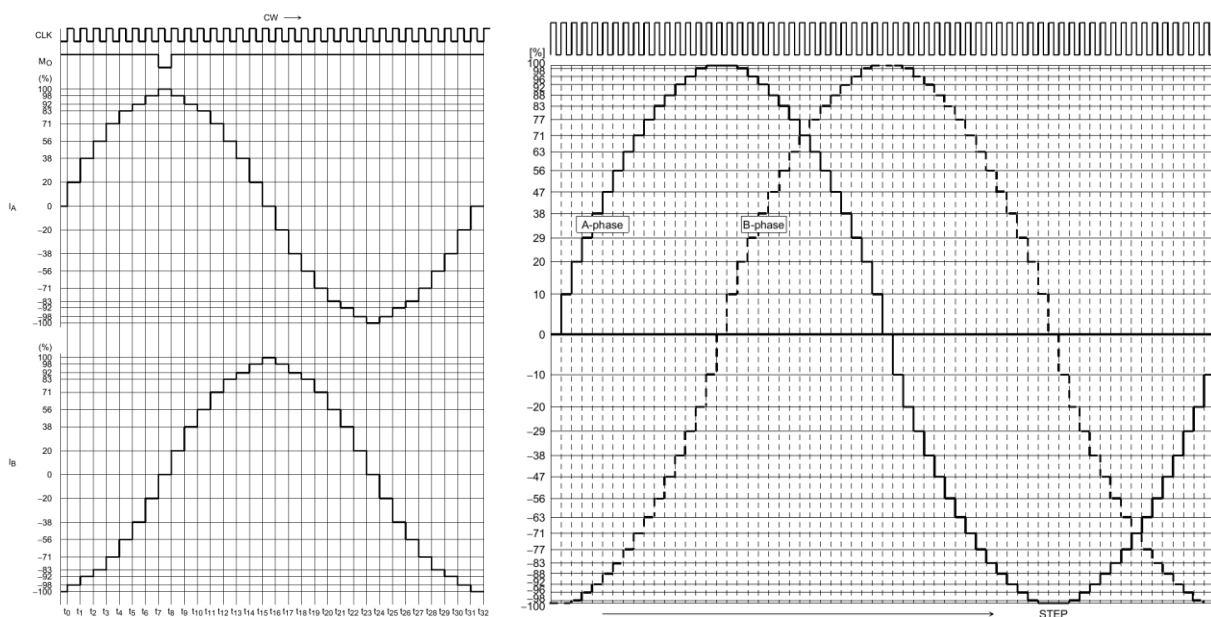


Рис. 9.5 Осциллограммы заданных относительных токов фаз для режимов дробления шага на 8 и 16

### 9.2.6. Синхронизация при смене режима работы драйвера

Смена режима работы драйвера, если она необходима, выполняется после сброса системы управления по сигналу Reset/. Если сигнал активен (логический ноль), то установится начальное электрическое состояние, соответствующее текущему режиму работы (коду на дискретных входах M1, M2) (табл. 9.1). При этом сервоконтроллер или другая система верхнего уровня может поменять режим работы драйвера, установив другую комбинацию сигналов на входах M1, M2.

При переходе в режим работы с целым шагом это будет сопровождаться установкой фазы вектора тока в положение  $-90$  эл. град. При переходе в один из режимов дробления шага – в положение  $0$  эл. град.

Смена режима работы драйвера «на ходу» нежелательна, так как может вызвать резкое изменение фазы и, возможно, амплитуды вектора результирующего тока статора, что может привести к сбою ШД.

При снятии сигнала сброса подсчет входных импульсов начинается с нулевого (начального состояния) счетчика электрических состояний для нового режима работы: кривые токов фаз формируются заново.

### 9.2.7. ШИМ-регуляторы фазных токов

Ток каждой фазы ШД поддерживается на заданном уровне собственным регулятором тока, работающим на фиксированной частоте ШИМ. Для управления на одном периоде ШИМ выделяются четыре такта

встроенного тактового генератора. Сигнал текущего задания тока фазы после дешифрации заданного электрического состояния может дополнительно ослабляться – масштабироваться в соответствии с процентом фазного тока относительно номинального максимального тока. После этого он становится доступным ШИМ-регулятору тока фазы вместе с сигналом обратной связи по току, поступающим с шунта  $R_{ш}$  (см. рис. 9.1).

Использование внешнего шунта ограничивает возможные алгоритмы управления силовыми ключами мостов: в режиме медленного спада тока (первый импульсный режим  $\pm U, 0$ ) ток не может контролироваться. При достижении заданного значения тока в режиме « $+U$ » или « $-U$ » («ограничение сверху») и переводе моста в режим медленного спада тока, повторное включение в направлении возрастания амплитуды тока возможно только по времени, что и реализовано в драйвере.

#### 9.2.8. Синхронизация ШИМ-регуляторов токов фаз с входными управляющими импульсами

Система управления микросхемы, включая ШИМ-регуляторы фазных токов – это *синхронный управляющий автомат*, работающий на частоте встроенного тактового генератора. Для обслуживания регуляторов токов фаз всегда выделяются четыре последовательных такта (периода) встроенного тактового генератора ТГ (1, 2, 3, 4), общая длительность которых соответствует одному периоду ШИМ-регулирования токов.

На каждом периоде ШИМ алгоритм управления силовыми ключами мостов унифицируется, а реальная форма фазных токов зависит только от заданного и фактического значений токов в данный момент.

Базовая стратегия работы регуляторов тока «*нарастание тока до отсечки сверху и спадание в течение фиксированного времени*» реализуется на каждом периоде ШИМ.

Периоды ШИМ синхронизируются с входной управляющей частотой. Как только поступает передний фронт очередного импульса CLK, счетчик электрических состояний получает приращение в соответствии с текущим режимом работы микросхемы и, соответственно, изменяются заданные значения фазных токов. При этом предыдущий период ШИМ экстренно прерывается, и по ближайшему переднему фронту тактового генератора начинается новый период ШИМ (рис. 9.6). Это минимизирует задержку в обработке команды управления от системы более высокого уровня, которая не превышает одного периода встроенного тактового генератора (например, на частоте ТГ 100 кГц она не превышает 10 мкс).

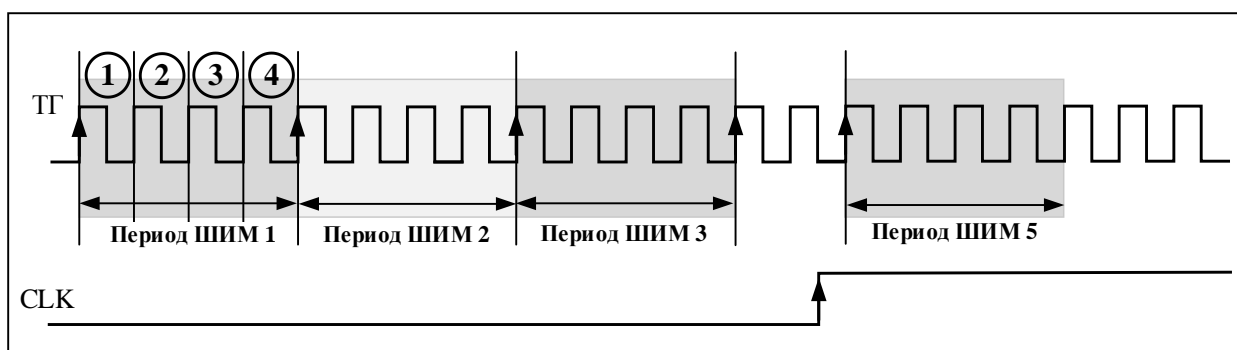


Рис. 9.6 Синхронизация периодов ШИМ с входными управляющими импульсами

Любой входной импульс CLK прерывает текущий (на рис. 9.6 – 4-й период ШИМ) в связи с поступлением команды управления, и активизирует новый период ШИМ (в данном примере 5-й).

Имеется специальный счетчик числа тактов на периоде ШИМ, который автоматически сбрасывается с началом очередного периода.

Частота встроенного тактового генератора может устанавливаться пользователем в зависимости от конкретного применения путем подключения к микросхеме драйвера внешнего конденсатора заданной емкости  $C_{OSC}$  (табл. 9.2).

Таблица 9.2 Частота встроенного тактового генератора в зависимости от емкости внешнего конденсатора

| Емкость $C_{OSC}$ , пФ | Частота ТГ, кГц | Период, мкс |
|------------------------|-----------------|-------------|
| 1000                   | 44              | 90          |
| 330                    | 130             | 30          |
| 100                    | 400             | 10          |

Имеется обязательное условие, гарантирующее корректную работу синхронного управляющего автомата: частота встроенного ТГ должна быть, по крайней мере, в 2 раза выше максимальной частоты управляющих импульсов:

$$f_{ТГ} \geq 2 \cdot f_{у\text{ макс}} \quad (9.2)$$

### Пример

**Вопрос:** Предполагается использовать шаговый двигатель ДШИ-200 с максимальным коэффициентом дробления шага, равным 16, в зоне частот до приемистости. Какой должна быть частота встроенного ТГ?

**Ответ:** По паспорту, частота приемистости двигателя в целых шагах равна 1 кГц. Частота приемистости в дробных шагах как минимум в коэффициент дробления шага больше  $16 \cdot 1 = 16$  кГц. Желательно иметь частоту тактирования на порядок выше:  $f_{\text{ТГ}} = 10 \cdot f_{y \text{ макс}} = 160$  кГц.

С учетом большого коэффициента запаса, выбранного нами, достаточно установить внутреннюю частоту тактирования 130 кГц (см. табл. 9.2).

#### 9.2.9. Алгоритм работы ШИМ-регуляторов токов фаз

- 1) В начале каждого периода ШИМ (на первом такте) определяется *знак заданного значения тока*, который должен быть установлен в процессе выполнения шага, целого или дробного). В этом направлении включается режим «Charge» увеличения амплитуды тока: левая или правая диагональ силовых ключей моста. Это фаза называется «*коротким пробным включением*».
- 2) В конце фазы «пробного включения» измеряется фактический ток фазы и сравнивается с заданным.
- 3) Если ток изменился в направлении заданного значения, то нарастание амплитуды тока продолжается до тех пор, пока не будет достигнуто заданное значение – до момента «отсечки сверху».
- 4) Если ток изменился в противоположном от заданного направлении (амплитуда заданного тока меньше амплитуды фактического тока), мост переводится в режим медленного («Slow») или быстрого спада тока («Fast»), заранее заданный для каждого такта периода ШИМ, в том числе – первого.
- 5) Как только ток достигает заданного значения, включается режим медленного («Slow») или быстрого спада тока («Fast»), установленный для того такта периода ШИМ, в котором произошла «отсечка сверху».
- 6) Если за время четырех тактов периода ШИМ не произошла «отсечка сверху», то автоматически начинается новый период ШИМ, на первом такте которого вновь выполняется короткое пробное включение моста в направлении знака задания тока, и описанный выше алгоритм работы повторяется.
- 7) Для каждого из 4-х тактов периода ШИМ режим спада тока задается заранее установкой комбинации сигналов на дискретных входах DCY2, DCY1 (Decay mode – режим спада токов). Их состояние определяет процентное отношение режима быстрого спада («Fast») в тактах к

длительности всего периода ШИМ в тактах. Возможны варианты: 0, 25, 50, 100%.

- 8) Такты быстрого спадания (если они заданы) всегда находятся в конце периода ШИМ (табл. 9.3).

Таблица 9.3 Режимы спадания токов фаз на периоде ШИМ (4-х тактах)

| Режим спадания тока | Номер такта на периоде ШИМ |        |        |        |
|---------------------|----------------------------|--------|--------|--------|
|                     | 1                          | 2      | 3      | 4      |
| 0%                  | «Slow»                     | «Slow» | «Slow» | «Slow» |
| 25%                 | «Slow»                     | «Slow» | «Slow» | «Fast» |
| 50%                 | «Slow»                     | «Slow» | «Fast» | «Fast» |
| 100%                | «Fast»                     | «Fast» | «Fast» | «Fast» |

Поясним работу описанного выше алгоритма на примере 25% режима «Fast» для режима дробления шага при увеличении (верхняя кривая) и при уменьшении заданного значения тока (нижняя кривая) – рис. 9.7.

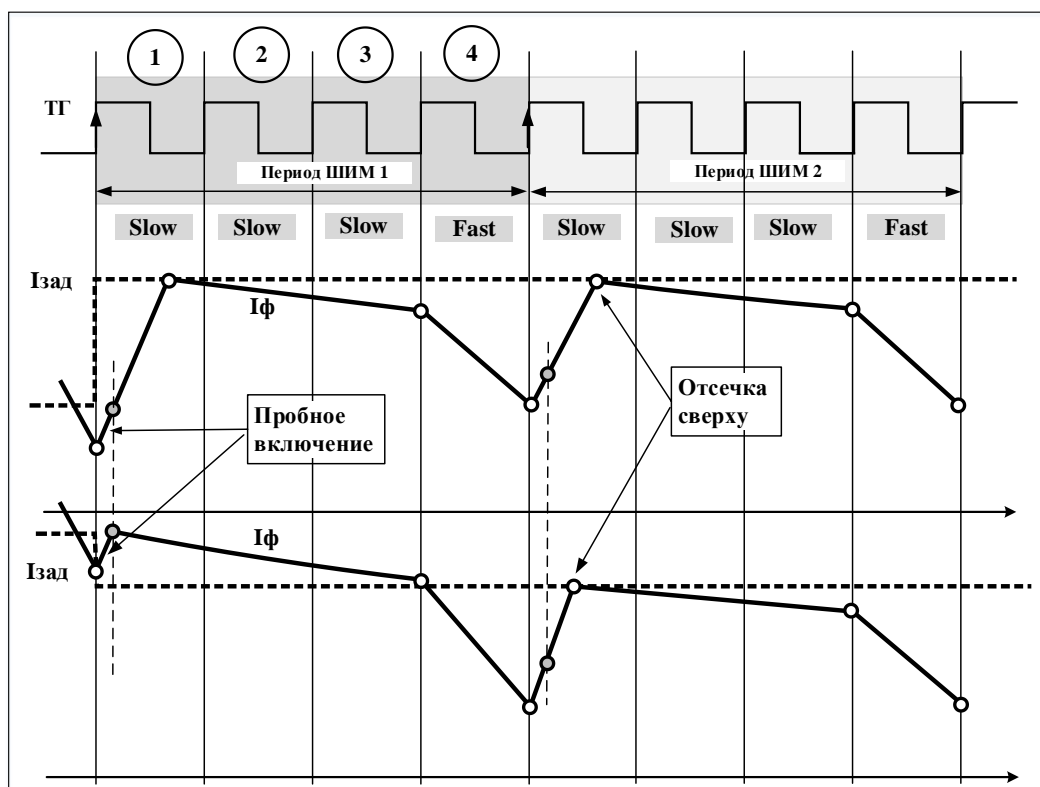


Рис. 9.7 Алгоритм регулирования фазного тока на периоде ШИМ

Кривые на рис. 9.7 специально показаны со значительными приращениями токов на периоде ШИМ для иллюстрации алгоритма работы ШИМ-регуляторов. На самом деле период ШИМ должен быть существенно



меньше электромагнитной постоянной времени фазы ШД. При этом отклонения токов от заданных значений будут минимальными.

### **Пример 1**

**В.** Частота тактирования микросхемы 100 кГц. Какой должна быть электромагнитная постоянная времени фазы, чтобы пульсации фактического тока относительно задания были незначительными?

**О.** При частоте тактирования 100 кГц частота ШИМ будет в 4 раза меньше, – 25 кГц, а период ШИМ – 40 мкс. Можно без проблем использовать шаговые двигатели с данным драйвером, если электромагнитная постоянная времени фазы на порядок больше:  $T_{\Sigma} \geq 10 T_{\text{ШИМ}}$ , т.е.  $T_{\Sigma} \geq 0,4$  мс. Это условие обычно выполняется для большинства ШД.

### **Пример 2**

**В.** Микросхему драйвера (по паспортным данным) рекомендуется использовать при максимальных входных частотах до 15 кГц и устанавливать частоту внутреннего тактового генератора не более 400 кГц. Сколько периодов ШИМ будет отведено в этом предельном случае для отработки одного шага?

**О.** Частота ШИМ в 4 раза меньше частоты тактового генератора, т.е. 100 кГц. На отработку шага на максимальной допустимой частоте управления потребуется  $100/15 \approx 6,7$  периодов ШИМ или  $400/15 \approx 27$  тактов, на каждом из которых возможна смена управляющего воздействия на силовые ключи.

#### *9.2.10. Форма фазного тока при работе с целым шагом*

Приведем осциллограмму фазного тока при работе с целым шагом и установленным процентным соотношением быстрого спада («Fast») к периоду ШИМ 25% (25% Mixed Decay Mode) – рис. 9.8. Предположим, что ток на предыдущем периоде ШИМ был близок к заданному (около +100%). При поступлении импульса на отработку очередного шага по входу CLK он должен изменить знак и достичь значения, близкого к -100%. Текущий период ШИМ экстренно прерывается, и по очередному переднему фронту тактового генератора начинается новый период ШИМ отработки отрицательного задания тока.

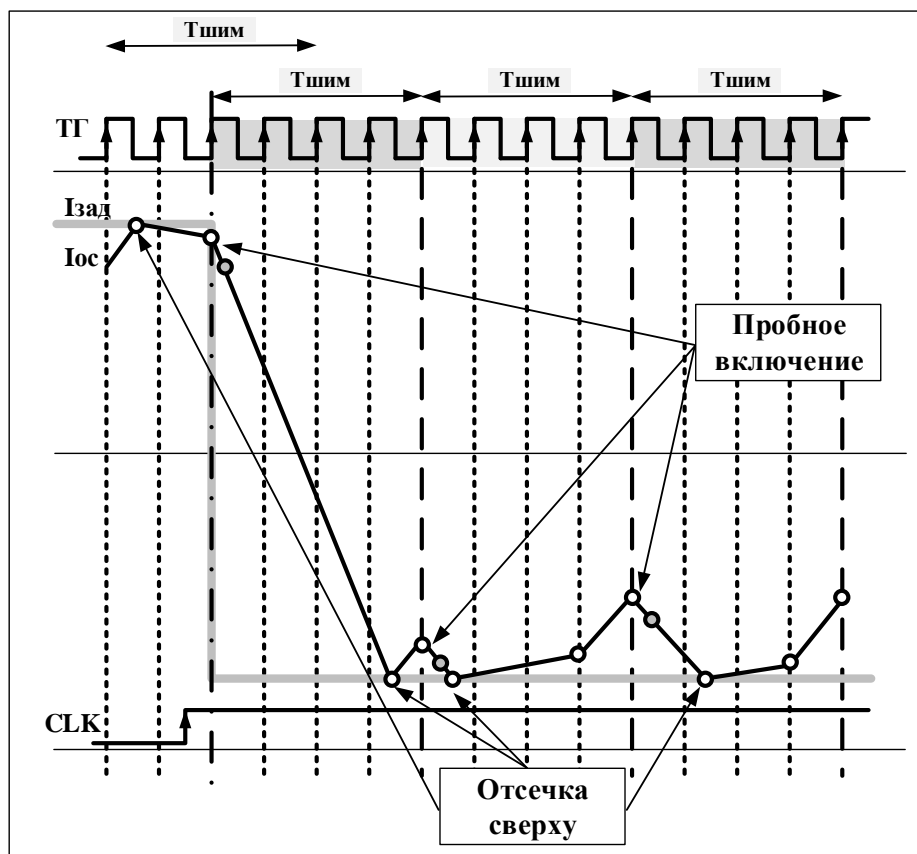


Рис. 9.8 Работа драйвера в режиме целых шагов

Комментарии к осциллограмме тока фазы:

- 1) В момент поступления входного импульса управления CLK счетчик числа тактов периода ШИМ автоматически сбрасывается и начинается новый период ШИМ, состоящий из 4-х тактов встроенного генератора.
- 2) Выполняется контроль знака заданного тока. Так как он отрицательный, мост переводится в состояние «-U». Иницируется фаза так называемого «пробного включения», которая занимает небольшую часть времени первого такта.
- 3) Начинается быстрое снижение тока, так как фаза оказывается в режиме противовключения, и накопленная в индуктивности фазы магнитная энергия возвращается в источник питания через обратные диоды включенных силовых ключей.
- 4) Ток в конце фазы «пробного включения» получает приращение в нужном направлении, но не достигает заданного значения, состояние ключей «-U» сохраняется как на первом такте, так и на четырех последующих.
- 5) На 4-м такте ток достигает заданного значения – это точка «отсечки по току сверху». Мост переводится в режим спадания тока, установленный для такта, в котором произошла отсечка – быстрое спадание «Fast». Силовые ключи переключаются из состояния «-U» в состояние «+U».

Начинается форсированное спадание отрицательного тока с возвратом электромагнитной энергии в источник питания.

- 6) Первый период ШИМ завершается, и система управления автоматически начинает очередной период.
- 7) Выполняется контроль заданного тока и очередное «пробное включение» в направлении знака тока задания – ключи моста переключаются в состояние « $-U$ ».
- 8) Так как за время пробного включения ток не достиг задания, нарастание тока в отрицательном направлении продолжается.
- 9) Теперь ток достигает заданного значения уже на первом такте ШИМ: выполняется «отсечка по току сверху», переключение моста в режим спадания тока, установленный для 1-го такта – медленное спадание «Slow» ( $U = 0$ ).
- 10) Это состояние поддерживается до 4-го такта ШИМ. Для него установлен режим быстрого спадания тока «Fast»: ключи моста переводятся в режим « $+U$ », и отрицательный ток быстро уменьшается.
- 11) В момент завершения 4-го такта, начинается новый период ШИМ с нового пробного включения.
- 12) Далее алгоритм формирования кривой тока фазы сохраняется.

#### 9.2.11. Выводы

- 1) Микросхема универсальная и позволяет обеспечить работу ШД в режиме целых шагов и дробления шага.
- 2) Качество формы тока зависит от установленного соотношения между тактами медленного и быстрого спадания тока на периоде ШИМ и используемого на практике частотного диапазона привода. С увеличением частоты может потребоваться увеличение доли «быстрого» спадания тока на периоде ШИМ.
- 3) В любом случае, используемый алгоритм ШИМ не позволяет точно воспроизвести заданное значение тока. Реальный ток всегда ограничивается сверху, и в кривой тока будут незначительные «просадки» вниз. Они будут тем меньше, чем выше частота ШИМ, а, следовательно, и частота тактирования.
- 4) Установка номинального тока с помощью внешнего резистора не экономична. В нем выделяются электрические потери, и может потребоваться дополнительный отвод тепла от шунтов.
- 5) Смена режима работы «на ходу» нежелательна во избежание сбоя ШД.

### 9.3. Перспективные интегральные драйверы ШД фирмы Texas Instruments

Фирма Texas Instruments (TI) является несомненным лидером в области создания силовых микросхем – драйверов для управления двигателями любых типов, в том числе ШД и ВД (рис. 9.9). Одно из перспективных решений для управления шаговыми двигателями – драйвер DRV8880, предназначенный для управления двухфазными биполярными ШД с максимальными токами фаз до 2 А и напряжениями питания драйвера до 45 В, обеспечивающий не только режим дробления шага, но и оптимальную автонастройку режима работы ШИМ-регуляторов токов фаз независимо от нагрузки и параметров двигателя.

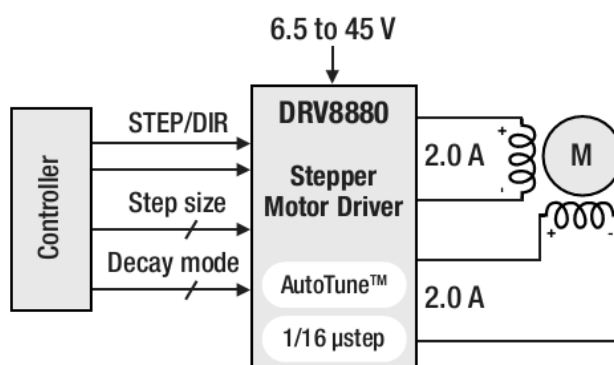


Рис. 9.9 Интегральный драйвер ШД с режимом автонастройки

#### 9.3.1. Недостатки классических решений

Мы рассмотрели интегрально-гибридный драйвер ШД фирмы Toshiba, работающий на фиксированной частоте ШИМ с широкими функциональными возможностями. Близкие по структуре силовые БИС выпускаются многими производителями, в том числе TI. Отметим их главные недостатки:

1. Неточность воспроизведения задания тока, связанная с принципом работы инвертора тока с «ограничением сверху», являющаяся проблемой в прецизионных системах привода.
2. Значительная динамическая ошибка воспроизведения тока при больших частотах управления в режимах электрического дробления шага на спадающих участках задания.
3. Попытка уменьшить динамическую ошибку за счет увеличения доли этапов ШИМ в режиме «быстрой» расфорсировки приводит к росту этой ошибки на низких частотах управления и к увеличению динамических потерь в силовых ключах.

4. Наличие в качестве датчика тока внешнего резистора требует использования высокоточных шунтов.
5. На качестве работы привода заметно сказываются изменения параметров двигателя и нагрузки, изменения режима работы (коэффициента дробления шага) и диапазона рабочих скоростей.

### 9.3.2. Драйверы ШД с адаптивными алгоритмами оптимизации параметров ШИМ-регуляторов токов

Одно из перспективных решений – использование специальных *адаптивных алгоритмов управления ШИМ-модуляцией*, которые автоматически в реальном времени подстраивают режим управления для получения минимальных динамических ошибок по току с минимальной долей этапов «быстрой» расфорсировки с целью получения минимальных динамических потерь при любом задании тока и любых параметрах двигателя и нагрузки.

Алгоритм работы ШИМ-регулятора при выходе на оптимальный режим ШИМ показан на рис. 9.10.

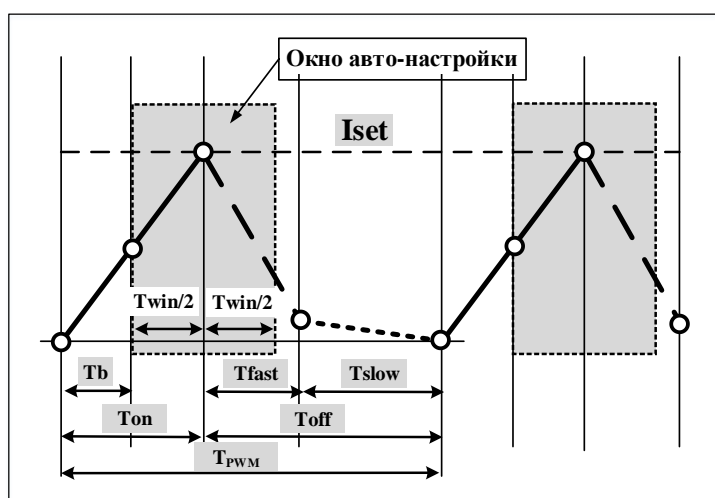


Рис. 9.10 Оптимальная настройка ШИМ-регулятора тока

На рис. 9.10 обозначены:

$T_{on}$  – время нарастания тока на периоде ШИМ;

$T_{off}$  – время спадания тока на периоде ШИМ;

$T_{fast}$  – время режима «быстрого» спадания тока;

$T_{slow}$  – время режима «медленного» спадания тока;

$T_b$  – время блокировки сигнала обратной связи по току – минимальное время включения силового моста в направлении знака заданного тока;

$T_{win}$  – временное окно работы модуля автонастройки ШИМ-регулятора.

*Базовые положения системы управления ШИМ-регулятором тока:*

- 1) На каждом периоде ШИМ имеется этап нарастания тока  $T_{on}$  и этап его спада  $T_{off}$ .
- 2) Длительность этапа спада, времени паузы ШИМ – константа, задаваемая в качестве параметра. Она определяет в основном период ШИМ (частоту ШИМ), которая изменяется незначительно, что позволяет отфильтровать помехи на внешнее электронное оборудование.
- 3) Этап нарастания начинается с принудительного включения H-моста в режим нарастания тока в направлении знака заданного тока, когда обратная связь по фактическому току блокируется ( $T_b$ ).
- 4) После завершения времени блокировки обратная связь по току включается.
- 5) Если реальное значение тока меньше заданного – процесс нарастания тока продолжается до тех пор, пока ток не достигнет заданного значения  $I_{set}$ .
- 6) Если реальный ток превышает заданный – выполняется переход к фазе отключения, начинающейся с процесса быстрого спада тока  $T_{fast}$ .
- 7) Алгоритм автонастройки начинает работать сразу после включения обратной связи по току.
- 8) Длительность окна автонастройки определяется двойным временем нарастания тока с момента включения обратной связи по току до момента срабатывания отсечки по току.
- 9) Сразу после достижения заданного значения тока выполняется переход к этапу «быстрого спада» –  $T_{fast}$ , длительность которого прогнозируется алгоритмом автонастройки.
- 10) После истечения времени  $T_{fast}$  включается режим медленного спада тока, когда фаза двигателя закорачивается –  $T_{slow}$ .
- 11) Если начальные и конечные условия на каждом периоде ШИМ одинаковы, то это свидетельствует о качественной настройке параметров ШИМ-регулятора.

### 9.3.3. Алгоритм автонастройки

Автонастройка выполняется только для второго этапа ШИМ, на котором реализуется спадание тока  $T_{off}$ . Алгоритм работы на этапе нарастания тока  $T_{on}$  не меняется. Этот механизм можно назвать механизмом *автоподстройки длительности этапов спада тока*. Его суть – подобрать такой алгоритм управления ключами на периоде ШИМ, чтобы за заданное

время (несколько периодов ШИМ) отклонения от заданного значения тока  $I_{set}$  в среднем были бы *минимальными*, как и ширина получающегося при этом токового коридора.

Алгоритм стремится *сделать все периоды ШИМ примерно одинаковыми*, когда время включения примерно совпадает со временем быстрого спада  $T_{on} \approx T_{fast}$ . При этом этап медленного спада получается максимально длинным. Исключаются переключения ключей на высоких частотах, которые могут находиться в диапазоне звуковых частот или субгармонических колебаний. Форма токов фаз максимально сглаживается и приближается к синусоидальной (в режиме дробления шага), уменьшаются шумы в двигателе и инверторе.

Во время «медленного» спада ток «проседает» незначительно, величина токового коридора фактически ограничивается спаданием тока за время «быстрой» расфорсировки.

*Две петли автонастройки:*

1. Грубая автонастройка, которая выполняется при любом изменении задания тока (при целом или дробном шаге), а также при возмущениях по нагрузке.
2. Тонкая автонастройка – подстройка длительности этапа быстрого спада  $T_{fast}$  с учетом заданного времени, отведенного на паузу ШИМ  $T_{off}$ .

*«Грубая» автонастройка:*

Если в течение времени окна автонастройки  $T_{win}$  ток фазы достигает заданного значения  $I_{set}$  («отсечки»), то никаких действий по изменению длительности периода «быстрого» спада не предпринимается: имеет место как бы «квазиустановившийся» режим ШИМ. В противном случае длительность этапа «быстрого» спада тока корректируется. Например, если точка «отсечки» находится справа от зоны контроля, то длительность этапа «быстрого» спада должна быть сокращена, чтобы не замедлять процесс нарастания тока до заданного значения. Как только точка «отсечки» по току окажется внутри окна настройки, контур грубой настройки отключится и включится контур тонкой настройки.

В любом случае, когда событие «отсечки по току сверху» находится вне временного окна автонастройки, алгоритм грубой настройки начинает работать. Как только ток приближается к заданному, и событие отсечки попадает во временное окно автонастройки, начинает работать алгоритм тонкой настройки.

*«Тонкая» автонастройка:*

Работает таким образом, чтобы процесс достижения заданного значения тока на этапе включения завершился за время  $(T_b + T_{win}/2)$ . При этом воздействие оказывается только на длительность этапа «быстрого» спадания тока. При завершении настройки начальное значение тока на этапе включения будет равно конечному значению тока на этапе «спадания» – «квазиустановившийся» режим ШИМ.

#### *9.3.4. Преимущества драйверов ШД с автонастройкой*

- Уменьшение высокочастотных гармоник, которые попадают в звуковой диапазон частот;
- Драйвер не требует никакого параметрирования, в том числе при изменении режима работы или типа исполнительного двигателя;
- Меньшая величина пульсаций тока по сравнению с алгоритмами фиксированного времени спадания тока – ширина токового коридора уменьшается почти вдвое, повышается точность воспроизведения токовых состояний машины и разрешение шагового привода по положению;
- В 4–5 раз уменьшается время отработки дробных шагов;
- Максимально используется режим «медленного» спадания для повышения энергетической эффективности инвертора – уменьшения динамических потерь в силовых ключах;
- Обеспечивается качественная компенсация ЭДС вращения (рис. [9.11](#)).



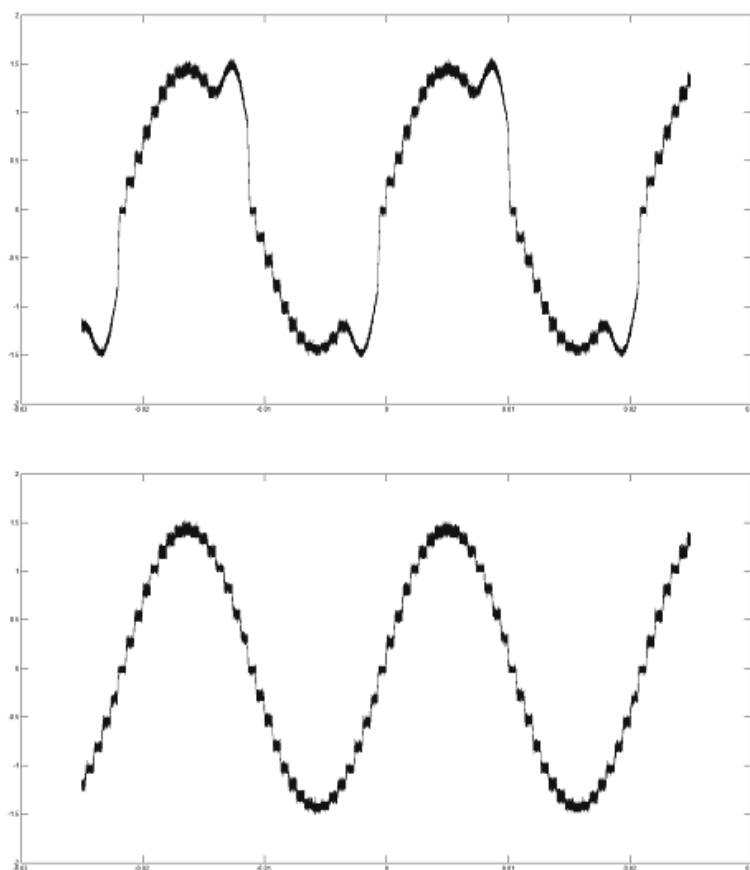


Рис. 9.11 Улучшение формы тока за счет качественной компенсации ЭДС вращения

## Вывод

В классических структурах драйверов ШД с фиксированной частотой ШИМ выполняется ручная настройка процентного соотношения между фазами «быстрого» и «медленного» спада тока, что требует оптимизировать настройку привода при изменении параметров двигателя и/или нагрузки, при изменении рабочего диапазона скоростей, степени дробления шага, при замене двигателя. Драйверы ШД с режимом автонастройки полностью исключают необходимость настройки или перенастройки.

## 9.4. Драйверы ШД с интегрированными в силовые ключи датчиками токов

Одним из способов повышения степени интеграции в драйверах шаговых двигателей является встраивание в структуру силовых ключей датчиков токов, что позволяет отказаться от использования внешних датчиков тока – шунтов. Схема подключения одного из таких драйверов ШД к двухфазному биполярному ШД показана на рис. 9.12.

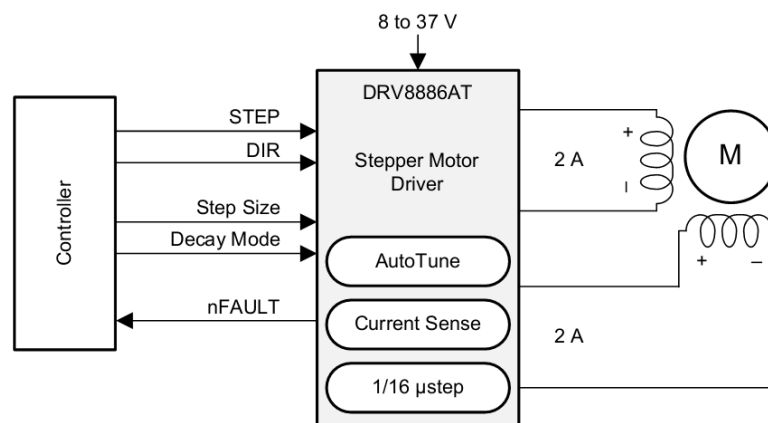


Рис. 9.12 Драйвер ШД с интегрированными датчиками токов

Функциональные возможности драйвера ШД подобны описанным выше. Силовая часть драйвера – два Н-моста на N-канальных MOSFET-транзисторах, имеющих встроенные датчики токов, исключающие необходимость применения внешних шунтов. Отсутствуют электрические потери в шунтах, уменьшается тепловыделение на конечной плате пользователя и необходимость отвода тепла. Контролируются токи, протекающие через нижние ключи стоек мостов (рис. 9.13).

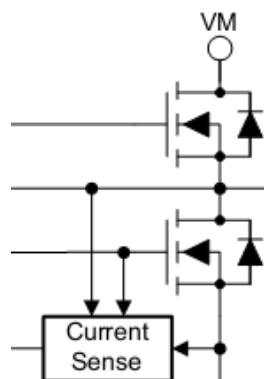


Рис. 9.13 Контроль токов в нижних силовых ключах

Номинальные токи фаз 2 А, а максимально допустимые – 3 А. Напряжение питания драйвера 8–37 В.

Драйвер допускает работу с коэффициентами дробления шага 1, 2, 4, 8, 16. Отличительная особенность драйвера: возможность выбора между несколькими режимами управления ШИМ-регуляторами токов фаз на этапе спада тока (нарастание тока выполняется как обычно до «отсечки сверху»). Это дает больше возможностей адаптации к конкретному применению.

### **Выводы по главе**

1. Современная интегрально-гибридная электроника предоставляет пользователю уникальные возможности разработки компактных и энергоэффективных решений на базе силовых БИС – драйверов ШД.
2. Число осей привода не ограничивается.
3. Обеспечивается прямой цифровой интерфейс с управляющими микроконтроллерами.

### **Контрольные вопросы**

1. Поясните принцип работы инвертора тока с фиксированной частотой ШИМ и ограничением тока «сверху».
2. Принцип работы инвертора тока с фиксированной паузой ШИМ.
3. Почему в этих двух типах инверторов тока возникают проблемы при воспроизведении спадающей части синусоидальных токов?
4. В первом, описанном нами, драйвере ШД пауза ШИМ состояла из нескольких этапов медленного и быстрого спадания тока, причем режим быстрого спадания всегда находился в конце. Во втором драйвере пауза ШИМ всегда начинается с режима быстрого спадания. Что лучше, что хуже, почему?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 10. ПРОМЫШЛЕННЫЕ БЛОКИ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 10.1.   | Назначение и области применения.....  | 252 |
| 10.2.   | Классификация блоков управления ШД.....   | 253 |
| 10.3.   | Примеры блоков управления ШД.....   | 255 |
| 10.3.1. | Система числового программного управления станком на базе персонального компьютера NC Studio PCIMC-3D ..... | 255 |
| 10.3.2. | Оценка максимального коэффициента дробления шага драйвера ШД при работе от системы ЧПУ .....                | 259 |
| 10.4.   | Многоосевой драйвер ШД, подключаемый к LPT-порту ПК.....  | 260 |
| 10.5.   | Многоосевые драйверы ШД на базе микросхемы ТВ6560 .....   | 262 |
| 10.6.   | Одноосевые драйверы ШД с повышенным напряжением питания ..  | 263 |

### 10.1. Назначение и области применения

Шаговые двигатели, как наиболее удобные для прямого цифрового управления скоростью и положением, широко используются в системах ЧПУ станков, 3D-принтеров, роботов и манипуляторов, множества других исполнительных устройств, в которых не требуются большие мощности и предельно высокие скорости и ускорения. Именно простота силового преобразователя и предсказуемость положения ротора ШД даже в разомкнутой структуре управления (без обратной связи по положению) позволили большому числу независимых производителей разработать и выпустить на рынок целую гамму относительно дешевых специализированных устройств – *драйверов шаговых двигателей*. Эти изделия имеют собственный конструктив *печатной платы* или отдельного *блока управления* и отличаются большим разнообразием интерфейсов с системами управления более высокого уровня (компьютерами, программируемыми логическими контроллерами, микроконтроллерами). Обычно такие блоки – *универсальные*, предназначены для использования с двигателями любых производителей, в любых устройствах. Тем не менее, имеются рекомендации по типам подключаемых к ним двигателей для обеспечения оптимальных условий совместной работы. Обязательным условием совместимости является правильный выбор напряжения питания блока, а также соответствие максимальных токов инвертора максимально допустимым токам ШД.

Большая часть драйверов ШД может работать от любых систем управления верхнего уровня, в том числе от специализированных систем ЧПУ по типовому интерфейсу (CLK DIR), некоторая – от обычных персональных компьютеров, снабженных специальными платами расширения или по стандартным интерфейсам компьютера (LPT, USB). В последнем случае персональный компьютер снабжается специальным программным обеспечением *поддержки функций устройства ЧПУ*. Такие решения целесообразны только для относительно простых станков, во всех других случаях применяются мощные специализированные системы ЧПУ.

## 10.2. Классификация блоков управления ШД

Блоки управления ШД классифицируются по ряду признаков:

1. *По числу одновременно управляемых осей:*
  - одноосевые;
  - многоосевые (двух-, трёх-, четырёхосевые и более);
2. *По числу фаз исполнительных двигателей и типу инверторов:*
  - 2 фазы – с биполярным управлением (для гибридных и магнитоэлектрических ШД);
  - 3 фазы – с биполярным управлением (для гибридных и магнитоэлектрических ШД);
  - 3, 4, 5 фаз и более – с униполярным управлением (для гибридных и магнитоэлектрических ШД с расщепленными фазами; индукторных ШД (с переменным магнитным сопротивлением).
3. *По напряжению источника питания (12, 24, 48, ... до 300 В и более);*
4. *По току фазы (от 1 до 16 А и более);*
5. *По способу изменения амплитуды фазного тока:*
  - нет;
  - наборными переключателями;
  - но интерфейсу от системы управления верхнего уровня;
6. *По возможности управления величиной шага:*
  - нет, только конструктивный шаг;
  - дробление конструктивного шага с заданным коэффициентом дробления;
  - прямое задание величины дробного шага (числа шагов на механический оборот).
7. *По типу интерфейса с системой управления верхнего уровня:*

- Стандартный порт управления ШД унитарным кодом (тактовые импульсы CLK, сигналы направления движения DIR, разрешения работы ENABLE). Для управления шаговыми приводами могут использоваться специализированные платы управления движениями (Motion Control), входящие в набор модулей расширения многих промышленных контроллеров, например, Siemens.
  - Встраиваемая плата расширения компьютера, устанавливаемая непосредственно в его слот и формирующая сигналы управления ШД сразу по нескольким осям;
  - Подключение к компьютеру по одному из стандартных интерфейсов компьютера (параллельный порт LPT; последовательный порт RS-232, RS-485 и др.; USB; Ethernet и т.д.) с формированием собственных сигналов управления силовыми преобразователями осей унитарным кодом;
  - Блок с выходом на стандартный интерфейс полевой шины: CAN, Ethernet, Profibus и т.д. с возможностью подключения к локальной промышленной сети промышленных контроллеров и управляющих компьютеров.
8. *По типу программного обеспечения верхнего уровня (например, система ЧПУ, установленная на ПК и рекомендуемая для совместного использования с серво-драйвером).*

Большая часть серводрайверов – это относительно простые устройства, не формирующие траекторию программного разгона/торможения, а просто отработывающие задание частоты управления, поступающей от системы верхнего уровня. Поэтому имеется вероятность выхода за пределы частоты приемистости и выпадения привода из синхронизма. Именно поэтому при проектировании системы в целом особенно важна оценка допустимой зоны работы привода для конкретного типа драйвера ШД, типа исполнительного двигателя и напряжения источника питания.

Таким образом, ответственность за допустимые темпы изменения управляющей частоты и ее максимальный уровень несет не серводрайвер ШД, а система управления более высокого уровня. Ее настройки обязательно должны учитывать возможности конкретного привода.

Если серводрайвер работает с платой, встраиваемой в компьютер и выполняющей функции системы ЧПУ, то может существовать ограничение и по максимальной частоте управляющих импульсов, а значит, и по

максимальной скорости перемещения оси привода. Обычно это несколько десятков килогерц.

При использовании в качестве системы верхнего уровня специализированной платы расширения функций промышленного контроллера или специализированной системы ЧПУ, таких ограничений нет.

Квалифицированные разработчики часто создают свои собственные интеллектуальные серво-контроллеры (одно- или многоосевые) на базе специализированных высокопроизводительных процессоров, например, сигнальных процессоров с интегрированными функциями Motor Control. При этом часть функций системы ЧПУ передается на более низкий уровень, например: программирование траектории разгона на заданную скорость; всей траектории позиционирования на заданное расстояние; линейной или круговой интерполяции. Такой подход перспективен для существенного повышения производительности оборудования, однако требует отдельного согласования стратегий управления и протоколов обмена с системой управления самого верхнего уровня.

### **10.3. Примеры блоков управления ШД**

#### *10.3.1. Система числового программного управления станком на базе персонального компьютера NC Studio PCIMC-3D*

Технические характеристики (пример взят с сайта фирмы CNC technology и сопровождается краткими комментариями авторов):

- Управление простыми станками (фрезерными, гравировальными и др.) по трем координатам (осям): X, Y – горизонтального перемещения портала станка (подача); Z – вертикального перемещения шпинделя.
- Возможность ввода управляющей программы в стандартном коде для систем ЧПУ (G-коде), симулирования и отладки программы. Графический интерфейс пользователя.
- Работа на любом компьютере с операционной системой Windows и шиной PCI. Плата управления вставляется в слот шины PCI и по кабелю соединяется с интерфейсной платой для подключения приводов и датчиков станка.
- Блок управления шаговыми двигателями может быть комплектным трёхосевым драйвером ШД или состоять из трёх отдельных одноосевых драйверов.

- Поддерживается стандартный интерфейс системы ЧПУ с драйверами ШД – унитарный код с сигналами управляющей частоты CLK и сигналом направления движения DIR.
- Максимальная частота управляющих импульсов (целых или дробных шагов) – 47 кГц по каждой координате.
- Задание скорости шпинделя 3 дискретными сигналами (8 уровней, включая ноль скорости), поступающими на преобразователь частоты для управления асинхронным двигателем шпинделя.
- Блок управления ШД и ПЧ приобретаются отдельно у независимых производителей.
- Интерфейс с 3 датчиками конечного положения осей X, Y, Z, которые одновременно используются как датчики начала координат по соответствующим осям.
- Программное ограничение допустимых перемещений в положительном направлении относительно начала координат каждой оси.
- Возможность подключения датчика высоты инструмента для его точной установки относительно обрабатываемой детали.

На рис. 10.1 показаны основная плата системы ЧПУ и плата сопряжения с оборудованием станка.

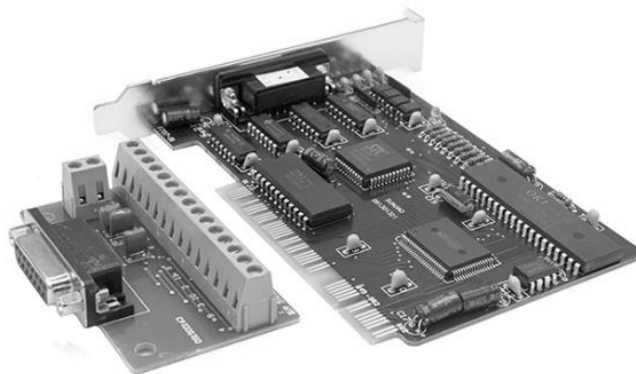


Рис. 10.1 Система ЧПУ трехосевым станком от компьютера (справа – плата расширения, вставляемая в слот шины PCI, слева – плата согласования для подключения приводов и датчиков).

На рис. 10.2 показана функциональная схема подключения оборудования станка к плате согласования системы NC Studio.



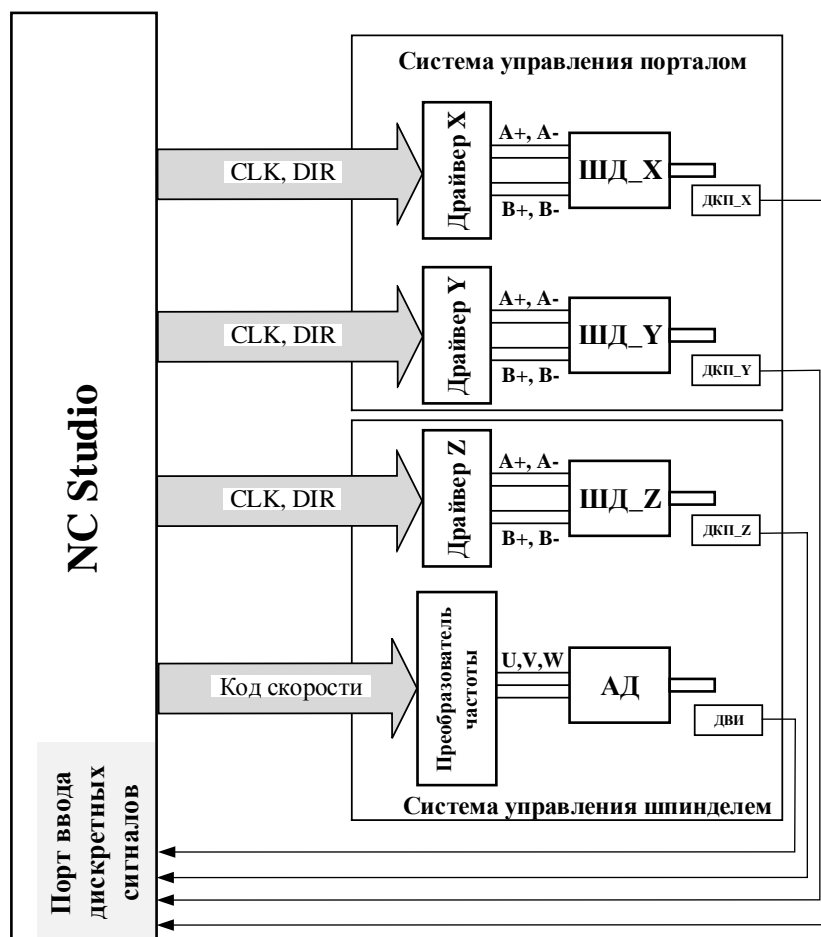


Рис. 10.2 Схема подключения оборудования станка к плате согласования

Драйверы ШД и исполнительные двигатели: двухфазные с биполярным управлением. Поддерживается стандартный интерфейс сопряжения системы ЧПУ с шаговыми приводами осей (CLK, DIR), включая прием сигналов датчиков конечного положения (ДКП) и датчика высоты инструмента (ДВИ). Преобразователь частоты для управления шпинделем должен иметь дискретный порт приема задания скорости шпинделя.

Никаких ограничений по типам и мощностям используемых двигателей и драйверов – нет.

Система ЧПУ обеспечивает:

- тестирование работоспособности датчиков конечного положения (ДКП) и установку активного значения сигналов датчиков;
- автоматическое определение начала координат по всем осям – процедура «причаливания» в начало координат (Home) на низкой скорости;
- автоматическую установку координаты Z по датчику высоты инструмента (ДВИ);
- ввод значений максимально допустимых координат по каждой оси и автоматическую блокировку при выходе из допустимого диапазона;

- ручную настройку параметров блока управления шаговыми двигателями или ввод этих параметров с помощью специального файла с «профилем» блока управления ШД (поставляется производителем блока).
- ручное непрерывное управление координатами портала (Job) на заданной скорости;
- ручное относительное перемещение портала (Inc) на требуемое путевое приращение;
- выполнение программы пользователя в режиме симуляции или в реальном времени;
- индикацию:
  - текущего состояния станка, координат режущего инструмента и обрабатываемой детали, скоростей движения портала по осям X, Y;
  - скорости шпинделя;
  - текущей выполняемой команды и текущего фрагмента программы;
- вывод сообщений об ошибках и аварийных ситуациях;
- графическое отображение траектории режущего инструмента с возможностью выбора цвета для участков, соответствующих разным командам G0, G1, ...;

Для нормальной работы станка необходимо установить ряд параметров, часть из которых существенно зависят от параметров исполнительных двигателей и драйверов ШД (устанавливаются для каждой оси X, Y, Z):

1. Скорость подачи в режиме ручного управления (Manual Feedrate: Normal Jog), мм/мин;
2. Скорость ускоренной подачи в режиме ручного управления (Manual Feedrate: Rapid Jog), мм/мин;
3. Скорость подачи в режиме выполнения программы (Auto Mode Feedrate: G00) при ускоренном перемещении инструмента на холостом ходу, мм/мин;
4. Скорость подачи в режиме выполнения программы (Auto Mode Feedrate: Machining) при обработке детали, в режиме резания, мм/мин.

Естественно, что эти скорости должны определяться с учетом динамических характеристик привода (двигателя и его системы управления), с учетом ожидаемых нагрузок. Необходимо учитывать также передаточное отношение шариковой винтовой пары (ШВП) или другого преобразователя

вращательного движения в поступательное (ременной передачи, передачи винт-гайка и т.д.).

Для исключения ситуации выпадения двигателей из синхронизма, частота управления, формируемая системой ЧПУ, не должны превышать частоты приемистости при данном уровне статической и инерционной нагрузки  $f_y \leq f_{пр}(M_{нагр})$ . С другой стороны, она должна быть меньше максимальной частоты, которую в состоянии выдать система ЧПУ (в данном случае 47 кГц)  $f_y \leq f_{макс}$  ЧПУ.

### 10.3.2. Оценка максимального коэффициента дробления шага драйвера ШД при работе от системы ЧПУ

Недостаток простых систем ЧПУ на базе обычных персональных компьютеров очевиден: *ограничение по максимальной частоте управления*. Он практически не сказывается при работе приводов с целым шагом или небольшим коэффициентом дробления шага, однако, при увеличении степени дробления шага может ограничить либо скоростной диапазон работы привода, либо максимально возможный коэффициент дробления шага. Рассмотрим эту проблему более подробно:

Предположим, в качестве исполнительных выбраны двухфазные индукторные шаговые двигатели отечественного производства ДШИ-200 (гибридные с магнитоэлектрическим возбуждением), имеющие параметры:

- 1) Тип коммутации – биполярная парная, симметричная; Число тактов коммутации (целых конструктивных шагов) на электрический оборот  $n_{эл} = 4$ .
- 2) Число зубцов ротора двигателя, эквивалентное числу пар полюсов  $p_{п} = z_r = 50$ ;
- 3) Число целых шагов на механический оборот  $N_{цел} = n_{эл} \cdot p_{п} = 4 \cdot 50 = 200$  (указано в обозначении двигателя).
- 4) Целый шаг:  $\alpha_{цел} = \frac{360^\circ}{N_{цел}} = 1,8^\circ$  механических градусов.
- 5) Паспортное значение частоты приемистости при работе с целым шагом и моментом нагрузки, не превышающим 0,5 от максимального синхронизирующего момента двигателя –  $f_{пр цел} = 1$  кГц.

Пользователь выбрал блок управления ШД, поддерживающий установку коэффициента электрического дробления шага переключателем на блоке управления в диапазоне: 1, 2, 4, ... 32, 64, 128.

Предполагается работа двигателей с преобразователями вращательного движения в поступательное на базе ШВП (шариковых винтовых пар) с шагом  $h = 5$  мм на оборот.

Оценим, сможет ли система ЧПУ данного типа обеспечить выдачу соответствующей управляющей частоты при максимальном коэффициенте дробления шага 64?

Эта частота будет больше частоты приемистости при работе с целым шагом в коэффициент дробления раз:

$$f_{\text{пр др}} = f_{\text{пр цел.}} \cdot k_{\text{др}} = 1 \cdot 64 = 64 \text{ кГц.}$$

Следовательно, устанавливать такой коэффициент дробления шага в драйвере ШД нельзя: требуемая частота управления превысит максимально возможную выходную частоту для системы ЧПУ (47 кГц).

Уменьшим коэффициент дробления шага вдвое – до 32. Ему соответствует частота управляющих импульсов 32 кГц, что уже реализуемо в данной системе ЧПУ.

Мы ранее отмечали, что при коэффициентах дробления шага превышающих 4, качество переходных процессов по скорости с ростом  $k_{\text{др}}$  улучшается, но незначительно. Скорее всего, при коэффициенте дробления равном 32 оно окажется близким к качеству процессов при  $k_{\text{др}} = 64$ . Поэтому, такое решение можно считать допустимым.

Для настройки системы ЧПУ необходимо указать параметр максимальной линейной скорости на холостом ходу. Он рассчитывается с учетом коэффициента передачи ШВП:

$$v_{\text{хх}} = f_{\text{пр др}} \cdot \alpha_{\text{др}} \cdot \frac{h}{360} \left[ \frac{\text{мм}}{\text{с}} \right] = f_{\text{пр др}} \cdot \alpha_{\text{др}} \cdot \frac{h}{6} \left[ \frac{\text{мм}}{\text{мин}} \right] = 32000 \cdot \frac{1,8}{32} \cdot \frac{5}{6} = 1500 \left[ \frac{\text{мм}}{\text{мин}} \right].$$

## Вывод

При выборе систем ЧПУ на базе стандартных компьютеров необходимо обязательно учитывать возможные ограничения в выходной частоте управления. Это может ограничить скоростной диапазон привода или максимальный коэффициент дробления шага.

### 10.4. Многоосевой драйвер ШД, подключаемый к LPT-порту ПК

Выполнен в виде отдельной платы согласования, подключаемой к «принтерному» порту ПК и силовых модулей, по числу осей ШД (до 4-х), вставляемых в разъемы платы согласования (рис. 10.3). Поддерживается

биполярное управление двухфазными ШД по стандартному унитарному коду, поступающему на входы драйверов (CLC, DIR, ENABLE).

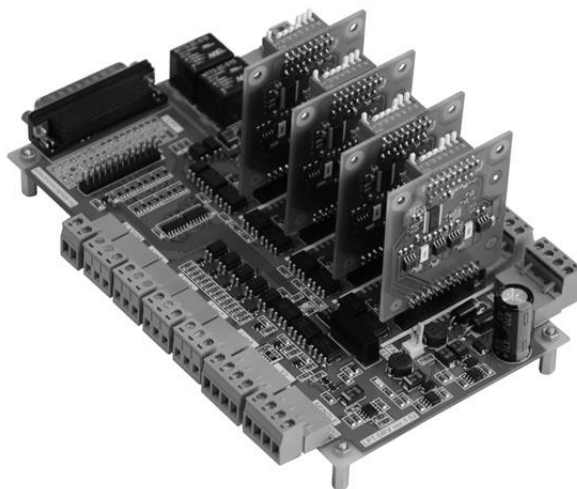


Рис. 10.3 Много-осевой драйвер LPT-DRV

Обеспечивается интерфейс с основными устройствами станка:

- Со шпинделем (управление преобразователем частоты шпинделя аналоговым сигналом или ШИМ-сигналом);
- С насосами подачи охлаждающей жидкости или вентилятором (2 дискретных выхода);
- С конечными выключателями (до 4-х), кнопкой аварийного останова (дискретные входы).
- Драйвер совместим с несколькими программами, разработанными для реализации систем ЧПУ на базе ПК, например, LinuxCNC, ArtSoft, Mach3.

Технические данные:

- Напряжение питания: от 12 до 40 В (общее для всех осей);
- Рекомендуемые типы исполнительных шаговых двигателей: 42Н и 57Н.
- 8-и позиционный микропереключатель для установки:
  - Амплитуды фазного тока ШД – 1,2; 2,0; 3,0; 4,2 А;
  - Коэффициента электрического дробления шага – 1, 2, 4, 16;
  - Способа расфорсировки (темпа спадания тока) при его снижении в режиме микро-шагового управления: медленная (замыкание фазы); комбинированная (медленная, быстрая

11%); комбинированная (медленная, быстрая 26%); быстрая (подключение фазы к минусу источника питания).

- Максимальная частота управляющих импульсов 200 кГц.

Выбор способа расфорсировки при снижении фазного тока зависит от преимущественной зоны рабочих скоростей приводов: для медленных скоростей рекомендуется медленная расфорсировка, а в зоне больших – быстрая. Качество настройки проверяется экспериментально.

Напряжение питания для компенсации электромагнитной постоянной времени фазы ШД должно быть тем больше, чем больше требуемая скорость вращения двигателей.

### **10.5. Многоосевые драйверы ШД на базе микросхемы ТВ6560**

Одноплатный много осевой драйвер для управления 4-мя осями привода с шаговыми двигателями (рис. 10.4).

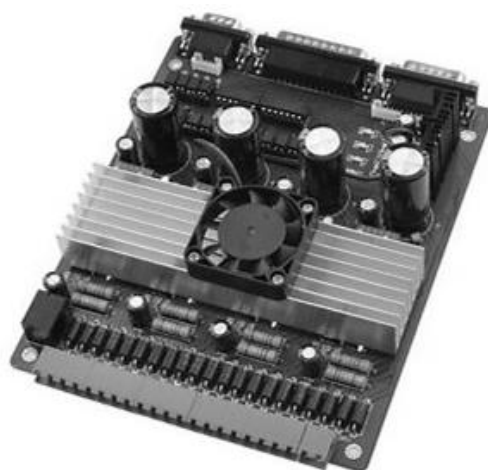


Рис. 10.4 Четырехосевой драйвер ШД на базе микросхемы ТВ65560

Основные технические данные:

- Интерфейс с системой управления верхнего уровня – параллельный порт компьютера LPT;
- Совместимость с несколькими программами ЧПУ на базе ПК: Mach3; 4Cam4; EMC2 и др.;
- Внешний источник питания 12–36 В постоянного тока;
- Силовая часть на базе интегрально-гибридной схемы Toshiba ТВ6560:
  - Биполярное управление двухфазными ШД (4 вывода).

- Униполярное управление четырёхфазными ШД с расщепленными фазами с общей точкой (6 выводов) или изолированными фазами (8 выводов);
- Максимальный фазный ток 3,5 А;
- Возможность независимой установки тока для каждой оси с помощью микропереключателей: 25, 50, 75 или 100% максимально возможного;
- Поддержка микро-шагового управления с коэффициентом дробления шага до 16;
- Защита от перегрева, максимально-токовая защита;
- Оптическая изоляция интерфейса с компьютером.
- Возможность дискретного управления шпинделем или насосом охлаждения (36 В, 7,5 А);
- Порт ввода дополнительных дискретных сигналов для интерфейса с концевыми выключателями, кнопкой аварийного останова и т.д.
- Дополнительный порт для подключения различных устройств ручного управления станком типа многоканальных джойстиков.

#### **10.6. Одноосевые драйверы ШД с повышенным напряжением питания**

Для расширения частотного диапазона работы шагового привода требуются драйверы, обеспечивающие более высокие напряжения питания фаз. Это позволяет двигателям выходить на частоты управления, в несколько раз превышающие частоту приемистости ШД. Повышение мощности требует перехода на отдельный блочный конструктив, рассчитанный на управление одной осью.

Это *одноосевые драйверы*. Их число в конкретной установке определяется числом необходимых осей. Драйверы поддерживают стандартный интерфейс и управляются унитарным кодом (тактовая частота CLK, направление вращения DIR, разрешение работы ENABLE). В качестве устройства управления верхнего уровня могут применяться микропроцессорные контроллеры собственной разработки, стандартные платы управления движениями серийных промышленных программируемых контроллеров или специализированные системы ЧПУ.

Внешний вид одного из таких драйверов представлен на рис. [10.5](#). Он имеет силовой интерфейс, куда подводится напряжение питания от внешнего источника (24, 48 или 60 В постоянного тока) и подключаются фазы двухфазного ШД с биполярным управлением. Выходной ток может меняться

в широком диапазоне от 1 до 6 А. Допустимая частота управляющих импульсов практически не ограничена – 200 кГц.

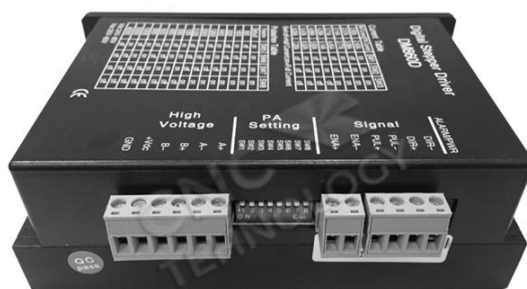


Рис. 10.5 Одноосевой драйвер шаговых двигателей DM860

Имеется широкий спектр встроенных защит: от короткого замыкания, от перегрузки, от пониженного напряжения питания.

### **Выводы по главе**

1. На рынке представлено большое разнообразие блоков управления шаговыми двигателями – драйверов ШД, допускающих установку выходных токов ШД, а также степени дробления конструктивного шага.
2. Имеются блоки управления, рассчитанные на управление от обычного персонального компьютера с программным обеспечением системы ЧПУ.

### **Контрольные вопросы**

1. Какой интерфейс управления ШД считается стандартным?
2. Почему реализация максимальных скоростей при больших коэффициентах дробления шага может стать проблемой для систем ЧПУ, работающих на обычных персональных компьютерах.
3. Снимается ли это проблема при использовании специализированных систем ЧПУ?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)



## 11. КОМПЬЮТЕРНЫЕ МОДЕЛИ ТИПОВЫХ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 11.1.   | Модели устройств управления шаговыми двигателями .....  | 266 |
| 11.1.1. | Нереверсивный счетчик с постоянной частотой управляющих импульсов $f = \text{const}$ .....                        | 266 |
| 11.1.2. | Реверсивный счетчик состояний со стандартным интерфейсом CLK, DIR .....   | 267 |
| 11.1.3. | Реверсивный счетчик состояний с входами задания управляющей частоты $f$ и направления движения $\text{dir}$ ..... | 270 |
| 11.1.4. | Дешифраторы электрических состояний .....   | 272 |
| 11.1.5. | Модель дешифратора состояний для одиночной коммутации фаз .....   | 272 |
| 11.1.6. | Модели дешифраторов состояний для парной и асимметричной коммутации фаз двухфазных ШД .....                       | 274 |
| 11.1.7. | Модель блока микрошагового управления .....   | 276 |
| 11.2.   | Модели коммутаторов вентильных двигателей .....   | 278 |
| 11.2.1. | Модель блока автокоммутации бесколлекторного двигателя постоянного тока .....                                     | 278 |
| 11.2.2. | Модель блока автокоммутации бесколлекторного двигателя переменного тока.....                                      | 284 |

Для исследования режимов работы шаговых двигателей, управляемых от инверторов тока, необходимы компьютерные модели соответствующих устройств управления: нереверсивных и реверсивных *распределителей импульсов*, *блоков электрического дробления шага*. Для исследования замкнутых по положению вентильных приводов в режиме автокоммутации фаз (бесколлекторных двигателей постоянного тока BLDC) – *модели блоков автокоммутации*, а для исследования бесколлекторных двигателей переменного тока (BLAC) – *модели устройств непрерывного формирования заданий токов фаз по текущему положению ротора*. В сочетании с моделями собственно двигателей и управляемых инверторов тока, это позволит исследовать любые режимы работы как разомкнутых шаговых, так и замкнутых по положению вентильных электроприводов, в том числе получать их *динамические характеристики* и сравнивать с рекомендациями производителей двигателей и систем управления. Такие модели – *инструмент проектирования* приводов для реальных приложений,

позволяющий убедиться в правильности выбора исполнительного двигателя и его системы управления. С другой стороны, это средства изучения типовых структур управления и анализа их возможностей.

### **11.1. Модели устройств управления шаговыми двигателями**

Шаговые приводы, работающие с конструктивным шагом или полушагом (без дробления шага), строятся на базе нереверсивных или реверсивных распределителей импульсов, состоящих из двух устройств: *счетчика электрических состояний* и *дешифратора*, преобразующего номер электрического состояния в код задания фазных токов.

Счетчик электрических состояний – это многостабильное устройство, число состояний которого зависит от числа фаз и выбранного способа коммутации. Так, для управления двухфазным магнитоэлектрическим или гибридным ШД в режиме одиночной или парной биполярной коммутации требуется счетчик всего на четыре состояния (0, 1, 2, 3), а для управления тем же ШД в режиме «полушага» (несимметричной биполярной коммутации) – на восемь состояний (0, 1, 2, ... 6, 7).

#### *11.1.1. Нереверсивный счетчик с постоянной частотой управляющих импульсов $f = const$*

В простейшем случае в качестве модели счетчика электрических состояний можно использовать счетчик с ограничением выхода Counter Limited из библиотеки стандартных модулей Simulink. Это нереверсивный счетчик, состояние которого автоматически инкрементируется после истечения времени выборки Simple Time (параметр модуля). Значение счетчика задается равным требуемому периоду входных управляющих импульсов CLK. Как только состояние счетчика превышает максимально допустимое (3 для симметричных режимов коммутации и «7» для асимметричной коммутации), он автоматически сбрасывается в 0, и счет в положительном направлении продолжается.

Простейшая модель нереверсивного счетчика состояний на рис. [11.1](#) не имеет входа приема управляющих импульсов CLK, а также входа направления движения DIR. Смена состояний счетчика будет происходить на постоянной частоте управляющих импульсов  $f$ , обратная величина от которой (период управляющих импульсов) является параметром блока Counter Limited. Период может рассчитываться и автоматически на основе значения частоты  $f$ , заданной для этой переменной в рабочем пространстве пакета MATLAB. Для иллюстрации работы счетчика состояний в модель

дополнительно включен генератор импульсов частотой 100 Гц, период которого (0,01 с) совпадает со значением переменной Simple Time модуля Counter Limited.

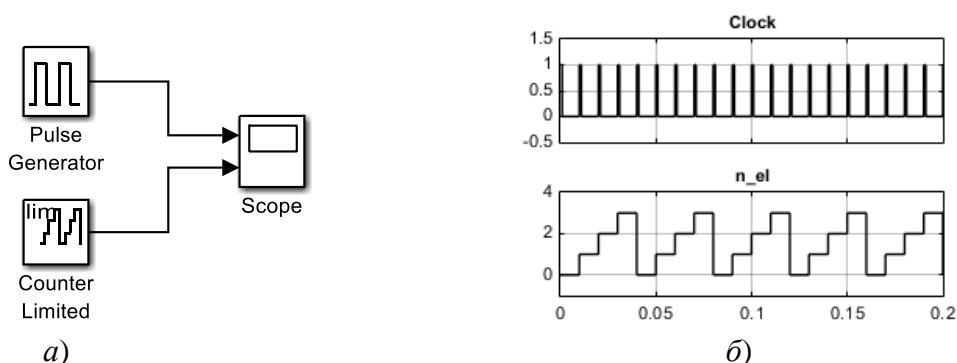


Рис. 11.1 Нереверсивный счетчик электрических состояний: *а* – модель; *б* – диаграмма работы при частоте управляющих импульсов 100 Гц

С каждым импульсом тактовой частоты состояние счетчика инкрементируется и ограничивается числом 3, после которого счетчик автоматически сбрасывается в начальное состояние 0.

#### 11.1.2. Реверсивный счетчик состояний со стандартным интерфейсом CLK, DIR

Стандартный интерфейс шагового привода предполагает управление двигателем унитарным кодом по двум каналам: частоты управляющих импульсов CLK; направления движения DIR. Тактовые импульсы CLK, поступающие от системы управления более высокого уровня, обычно имеют ограничение по амплитуде и длительности импульса  $T_{on}$ . Система управления ШД должна *детектировать входной импульс* (обычно фронт импульса) и в зависимости от состояния входа направления движения DIR изменить текущее состояние реверсивного счетчика либо в направлении «Вперед», либо в направлении «Назад».

Допустим, что наша модель должна работать на частотах управляющих импульсов от 0 до 1 кГц при амплитуде управляющего импульса 1 (в относительных единицах) и длительности импульса  $T_{on} \leq 0,0005$  с. Это означает, что на максимальной частоте управления 1 кГц (период 0,001с) скважность импульсов должна быть меньше 0,5. За каждым импульсом должна следовать пауза, длительность которой  $T_{off} \geq T_{on}$ . Очередной импульс управляющей частоты должен восприниматься системой управления после смены текущего состояния счетчика только спустя время  $T_{on}$ . Это *тайм-аут*, обеспечивающий нечувствительность системы управления к недопустимо часто поступающим управляющим импульсам.

Реализуем модель реверсивного счетчика электрических состояний на базе *конечного управляющего автомата* (поточковой диаграммы состояний), создаваемой в приложении StateFlow, расширяющем возможности MATLAB Simulink и полностью совместимом с ним (рис. 11.2). Граф конечного управляющего автомата, модуль поточковой диаграммы «chart», имеет название Counter\_CLK\_DIR, имеет два входа clk и dir и один выход n\_el, отражающий номер текущего электрического состояния (рис. 11.2).

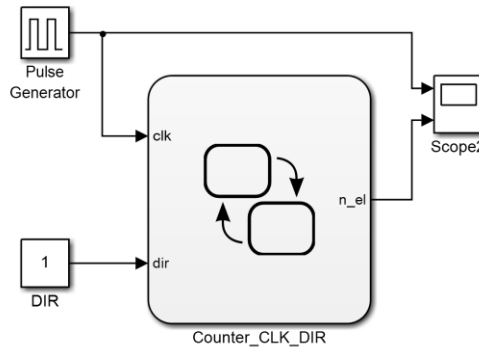


Рис. 11.2 Реверсивный счетчик электрических состояний со стандартным интерфейсом clk, dir

Управляющие импульсы CLK формируются модулем генератора импульсов Pulse Generator, сигнал направления движения задается источником постоянного сигнала DIR (только для тестирования модели счетчика).

Граф управляющего автомата (рис. 11.3) имеет четыре устойчивых состояния 0, 1, 2, 3, в каждом из которых при входе в это состояние выполняется только одно действие: устанавливается нужный номер состояния. В верхней части каждой вершины графа указывается ее название, а после ключевого слова «**entry**» (при входе): выполняемое действие, например,  $n\_el = 0$ . Начальным является состояние «0», о чем свидетельствует входящая в него стрелка перехода с «точкой» вверх.

Смена состояний возможна только после отсчета заданного времени тайм-аута после попадания в очередное состояние. Для реализации этой возможности в пакете StateFlow предусмотрены так называемые *терминальные (временные функции)*, которые позволяют формировать логические переменные в функции времени с момента попадания в «родительское» (текущее) состояние. В «родительском» состоянии отсчет тайм-аута запускается, а на стрелке перехода из «родительского» состояния в какое-либо другое состояние логический выход таймера может тестироваться.

Функция  $after(TMIN, sec)$  возвращает логический сигнал true («истина») *после* истечения времени тайм-аута величиной TMIN, заданного в

секундах (можно задавать время тайм-аута также в миллисекундах или микросекундах).

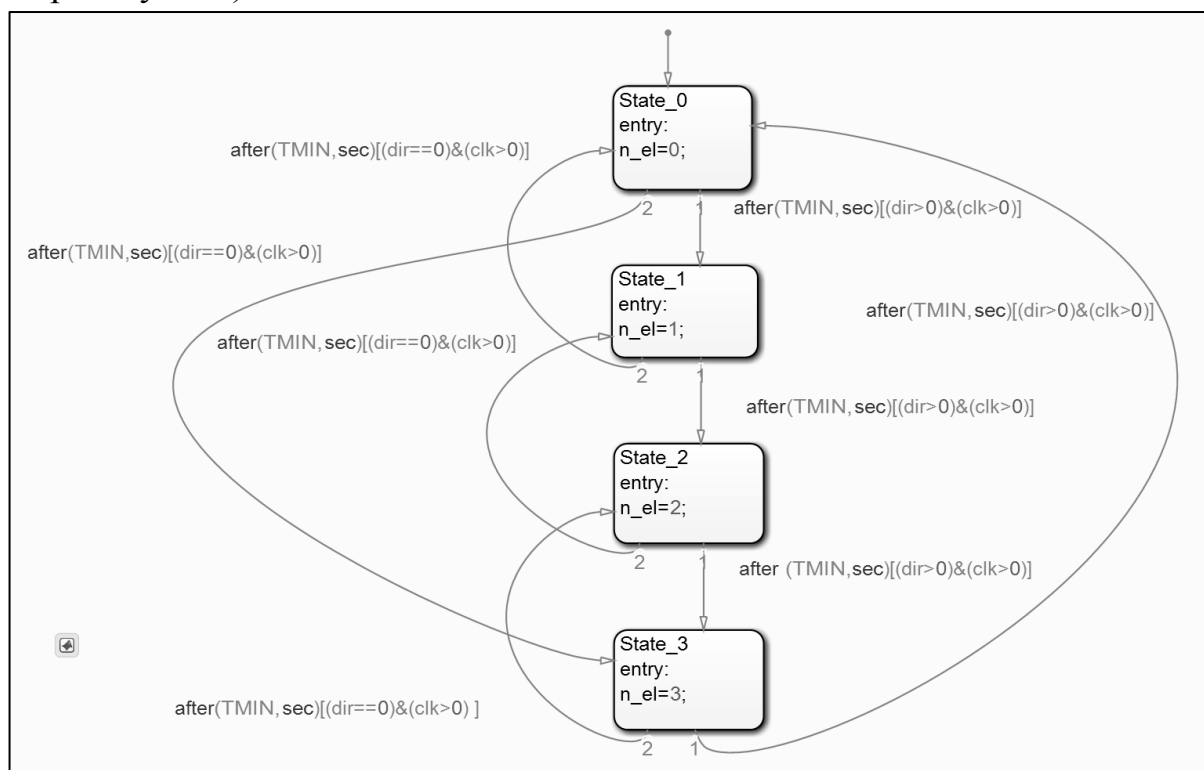


Рис. 11.3 Граф управляющего автомата Counter\_CLC\_DIR

Сразу после логической переменной, соответствующей выходу таймера отсчета тайм-аута, в квадратных скобках можно указать дополнительное условие, соответствующее условию перехода в новое состояние. Так, запись

`after(TMIN, sec)[(dir>0)&&(clk>0)]`

означает, что переход должен быть выполнен только после истечения тайм-аута при условии, что задано направление движения «Вперед», и очередной тактовый импульс по входу `clk` поступил.

Из каждого состояния имеется переход в очередное следующее состояние при движении вперед (`dir > 0`) или в предыдущее состояние при движении назад (`dir = 0`): реализован реверсивный счетчик электрических состояний. Порядок проверки условий перехода задается номерами переходов, проставленными на стрелках. Предпочтение отдается переходам в направлении «Вперед».

На рис. 11.4 демонстрируется работа реверсивного счетчика электрических состояний при двух значениях сигнала направления движения `dir = 1` и `dir = 0` при частоте входных тактовых импульсов `clk`, равной 100 Гц.

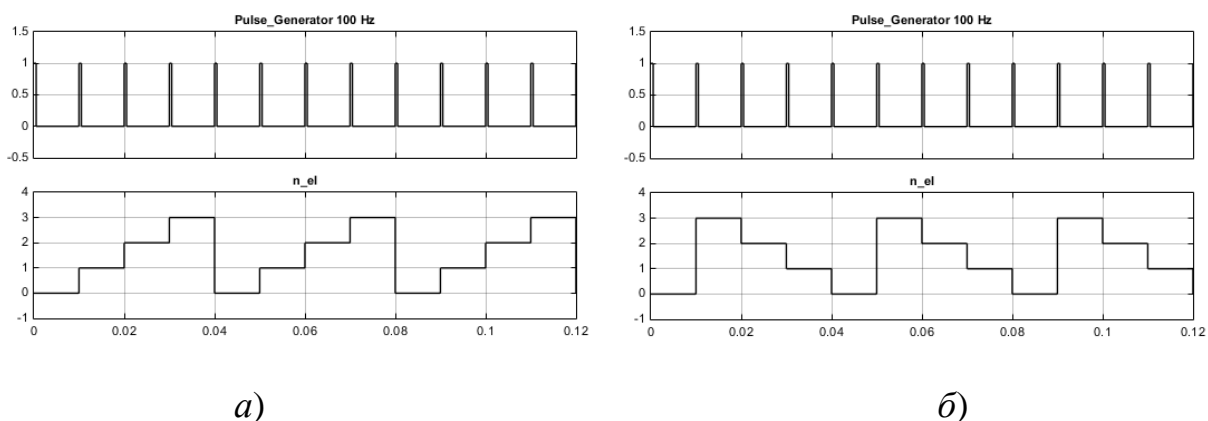


Рис. 11.4 Работа реверсивного счетчика состояний: *a* – «Вперед»; *б* – «Назад»

### 11.1.3. Реверсивный счетчик состояний с входами задания управляющей частоты $f$ и направления движения $dir$

Для исследования ШЭП, работающих на переменной частоте управляющих импульсов (в режимах программного разгона/торможения), необходим реверсивный счетчик электрических состояний, имеющий вход задания частоты управляющих импульсов  $f$  и направления движения  $dir$  (рис. 11.5).

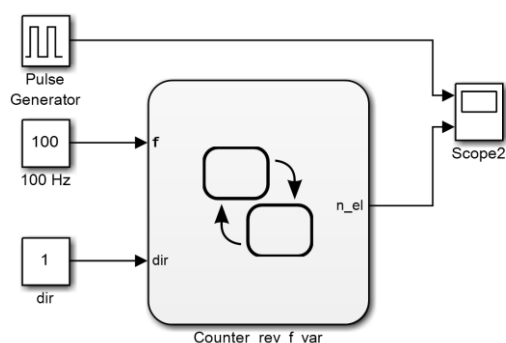


Рис. 11.5 Модель реверсивного счетчика электрических состояний с входом задания управляющей частоты

В отличие от предыдущей модели, генератор импульсов используется лишь в качестве контролирующего блока. Реверсивный счетчик состояний имеет свой собственный вход  $f$  задания частоты управления в герцах. На основе этого сигнала внутри дискретного автомата формируются все смены состояний, имитирующие подачу соответствующих тактовых импульсов  $clk$  извне.

Возможности пакета StateFlow позволяют использовать в таймерных функциях не только константы, но и переменные, поступающие на входы автомата. Достаточно в качестве переменной длительности тайм-аута задать арифметическое выражение  $1/f$ , определяющее время до следующего

импульса управления, и все переходы в новые состояния будут возможны только после истечения длительности периода импульсов на заданной частоте.

Соответствующие изменения графа автомата показаны на рис. 11.6.

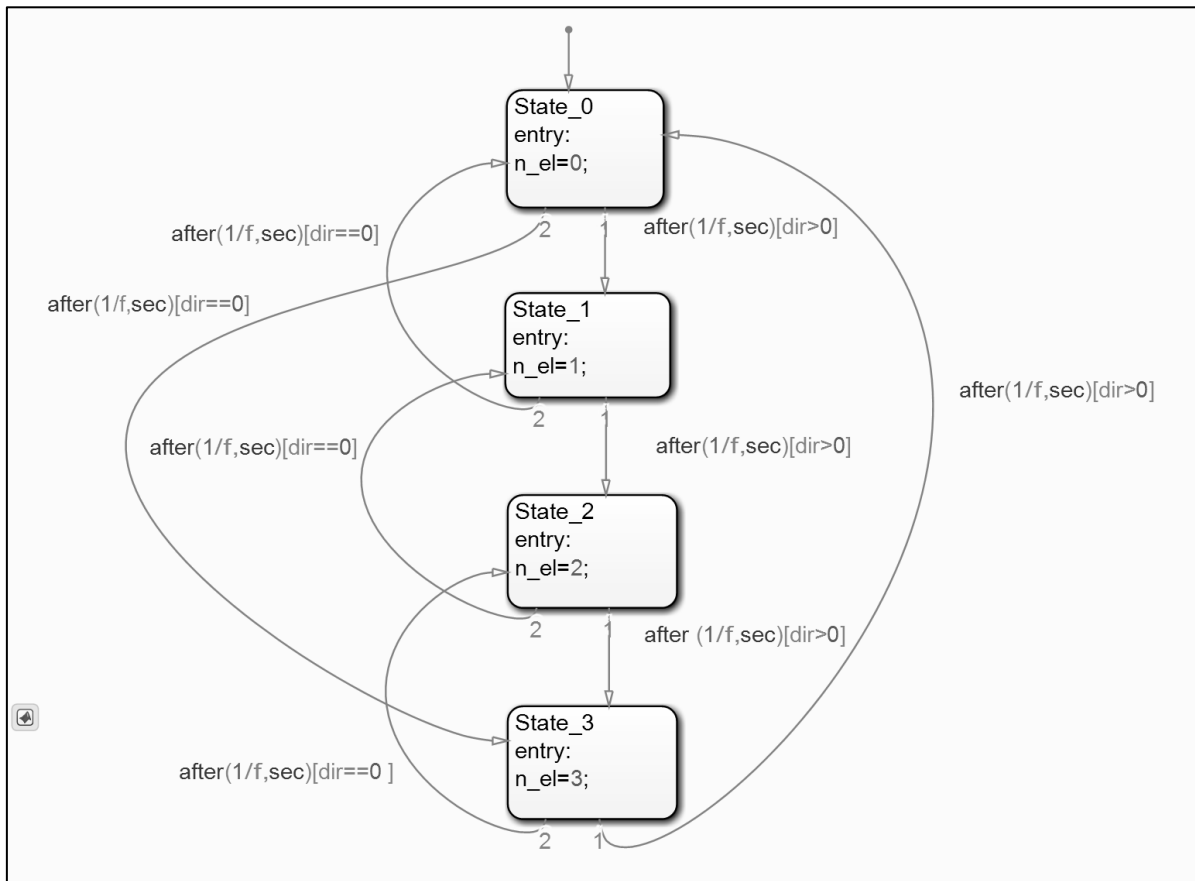


Рис. 11.6 Граф автомата реверсивного счетчика, управляемого заданием частоты управляющих импульсов

Рассмотрим работу автомата при нарастающей частоте управления, имитирующей работу реального блока программного разгона/торможения (рис. 11.7).

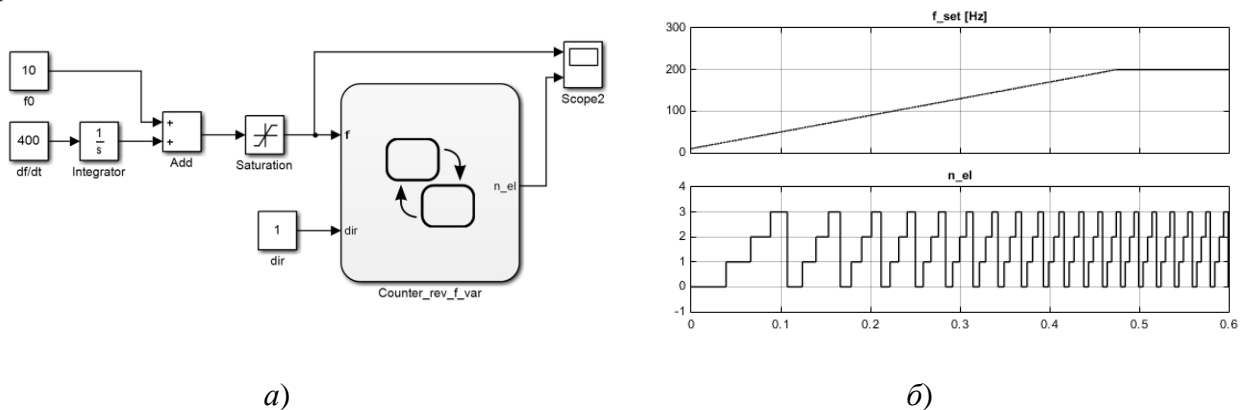


Рис. 11.7 Блок программного разгона ШД: *a* – модель; *б* – осциллограммы работы

Частота управления с начальной частоты в 10 Гц увеличивается до конечной 200 Гц с темпом 400 Гц/с.

Сигнал задания частоты управления CLK преобразуется дискретным управляющим автоматом в очередность электрических состояний, которые должны быть воспроизведены инвертором тока.

#### 11.1.4. Дешифраторы электрических состояний

Дешифратор электрических состояний – это устройство, преобразующее номер текущего электрического состояния в коды заданных токов фаз в соответствии с принятым алгоритмом коммутации. На входе дешифратора номер электрического состояния  $n_{el}$ , а на выходе – коды заданных токов фаз, поступающие на инвертор тока  $i1\_set\_rel$ ;  $i2\_set\_rel$  (обычно в относительных единицах по отношению к номинальному фазному току). Для двухфазных ШД это задания фазных токов, а для трёхфазных ШД – токов эквивалентной двухфазной машины (обычно в осях  $(\alpha, \beta)$  или  $(d, q)$ ).

Модель счетчика электрических состояний и модель дешифратора, подключенного к его выходу, образуют модель распределителя импульсов (pulse distributor). Реверсивность распределителя импульсов определяется исключительно реверсивностью счетчика состояний. И для нереверсивного, и для реверсивного счетчика состояний дешифратор состояний одинаков.

#### 11.1.5. Модель дешифратора состояний для одиночной коммутации фаз

Модель дешифратора электрических состояний может быть реализована с использованием стандартных блоков Simulink, но существенно быстрее и проще – использовать функциональный блок, написанный на языке программирования MATLAB или на языке СИ, реализующий нужную функцию дешифратора. Для этого в Simulink открывается блок математической функции MATLAB Function и разрабатывается так называемый *m*-файл, содержащий описание нужной функции. На рис. 11.8 показана модель распределителя импульсов на базе простейшего нереверсивного счетчика состояний и дешифратора электрических состояний для одиночной коммутации фаз `decoder_single_com`. Выходы счетчика состояний и дешифратора подключены к осциллографу для тестирования модели.



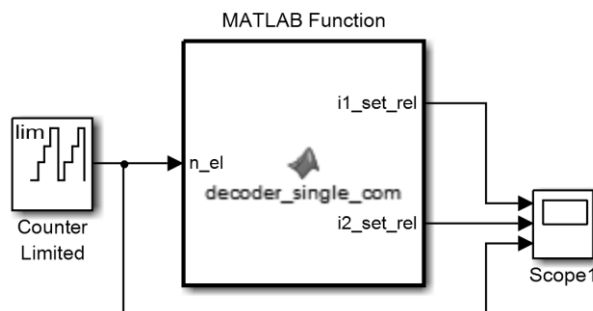


Рис. 11.8 Модель распределителя импульсов для одиночной биполярной коммутации фаз двухфазного ШД

Синтаксис *m*-файла и программа, реализующая дешифрацию состояний для одиночной коммутации фаз, написанная на языке программирования пакета MATLAB, представлены ниже.

Лист. 11.1 Функция дешифратора состояний для одиночной коммутации фаз

```
function [i1_set_rel , i2_set_rel ] = decoder_single_com(n_el)
% decoder_single_com
switch n_el
    case 0
        i1_set_rel=+1; i2_set_rel=-0;
    case 1
        i1_set_rel=0; i2_set_rel=+1;
    case 2
        i1_set_rel=-1; i2_set_rel=0;
    case 3
        i1_set_rel=-0; i2_set_rel=-1;
    otherwise
        i1_set_rel=0; i2_set_rel=0;
end
```

В первой строке программы объявляется функция, имеющая один входной параметр *n\_el* и возвращающая два выходных параметра *i1\_set\_rel* и *i2\_set\_rel*. Имя функции *decoder\_single\_com*. Список выходных переменных размещается после зарезервированного имени функции «**function**» в квадратных скобках, а входных переменных – после названия функции в круглых скобках. Во второй строке программы после символа «*%*» следует короткий комментарий *decoder\_single\_com* (дешифратор импульсов для режима одиночной коммутации). Программа состоит всего из одного оператора переключения управления **switch**, в котором в качестве переменной-переключателя указана входная переменная *n\_el* – номер текущего электрического состояния. После каждого зарезервированного слова **case** с указанным допустимым значением переменной-переключателя

следует блок операторов, подлежащих выполнению. В нашем случае это простые операторы присвоения выходным переменным нужных значений в соответствии с алгоритмом одиночной биполярной коммутации. После зарезервированного слова **otherwise** (в противном случае) располагаются операторы, которые должны быть выполнены, если входная переменная не равна ни одному из допустимых значений: задания токов фаз просто обнуляются. Тело оператора **switch** должно заканчиваться зарезервированным словом **end**.

Редактор пакета MATLAB для удобства пользователей автоматически выполняет синтаксический разбор программы и цветное выделение зарезервированных слов (мы лишь выделили их жирным шрифтом). Ошибки пользователя автоматически идентифицируются и выдаются советы по их исправлению. Это позволяет быстро и удобно разрабатывать недостающие функции и добавлять их в компьютерные модели со стандартными блоками Simulink.

Представленные на рис. 11.9 осциллограммы соответствуют режиму одиночной биполярной коммутации фаз ШД.

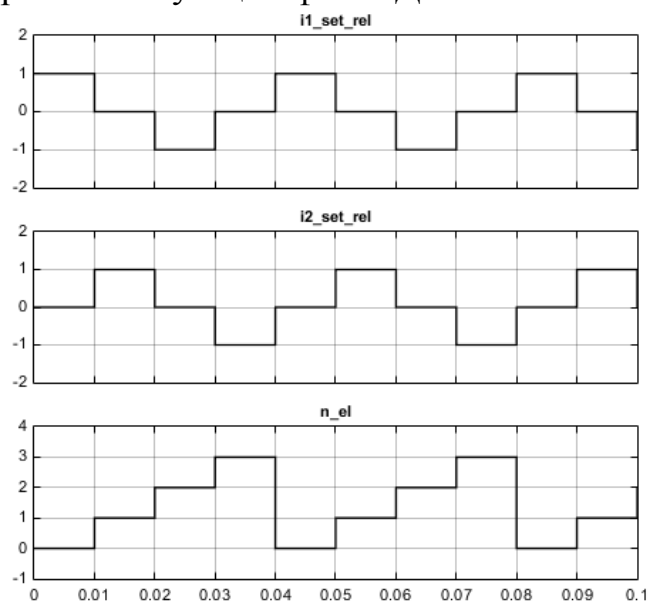


Рис. 11.9 Осциллограммы работы модели распределителя импульсов - одиночная биполярная коммутация двухфазного ШД

#### 11.1.6. Модели дешифраторов состояний для парной и асимметричной коммутации фаз двухфазных ШД

Аналогичные функциональные блоки позволяют исследовать поведение ШЭП при парной биполярной и асимметричной коммутации фаз двухфазного ШД (рис. 11.10). Первый тип коммутации один из самых распространенных, а второй – редко используемый из-за значительных пульсаций электромагнитного момента (режим так называемого

«полушага»). В общем случае значение номинального тока для парной коммутации может отличаться от номинального значения тока для одиночной. Поэтому, кроме номера электрического состояния, введена еще одна входная переменная  $k_i$  – коэффициент масштабирования фазного тока при переходе от одиночной к парной коммутации. Предполагается, что за базовое значение фазного тока принимается ток, соответствующий одиночной коммутации. Поэтому, значение  $k_i = 1$  означает, что фазные токи для обоих типов коммутации одинаковы. При этом максимальный синхронизирующий момент во втором случае будет больше в  $\sqrt{2}$  раз (только для линейных в магнитном отношении машин).

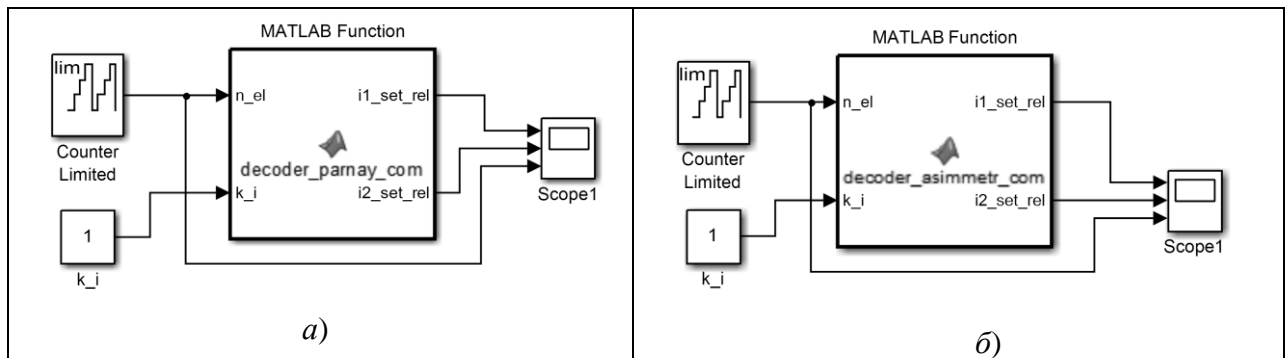


Рис. 11.10 Модели распределителей импульсов: а – для парной биполярной коммутации; б – асимметричной коммутации ШД

Для асимметричной коммутации также введен дополнительный коэффициент  $k_i$ . Особо отметим, что при необходимости можно скорректировать функцию **decoder\_asimetr\_com** так, чтобы амплитуда вектора результирующего тока статора была постоянной от состояния к состоянию: токи одновременно включаемых фаз уменьшаются в  $\sqrt{2}$  раз. Получим круговой годограф вектора результирующего тока статора.

Результаты работы обоих распределителей импульсов при входной частоте управляющих импульсов 10 Гц в первом случае и 20 Гц во втором (периоды токов одинаковы) показаны на рис. 11.11.

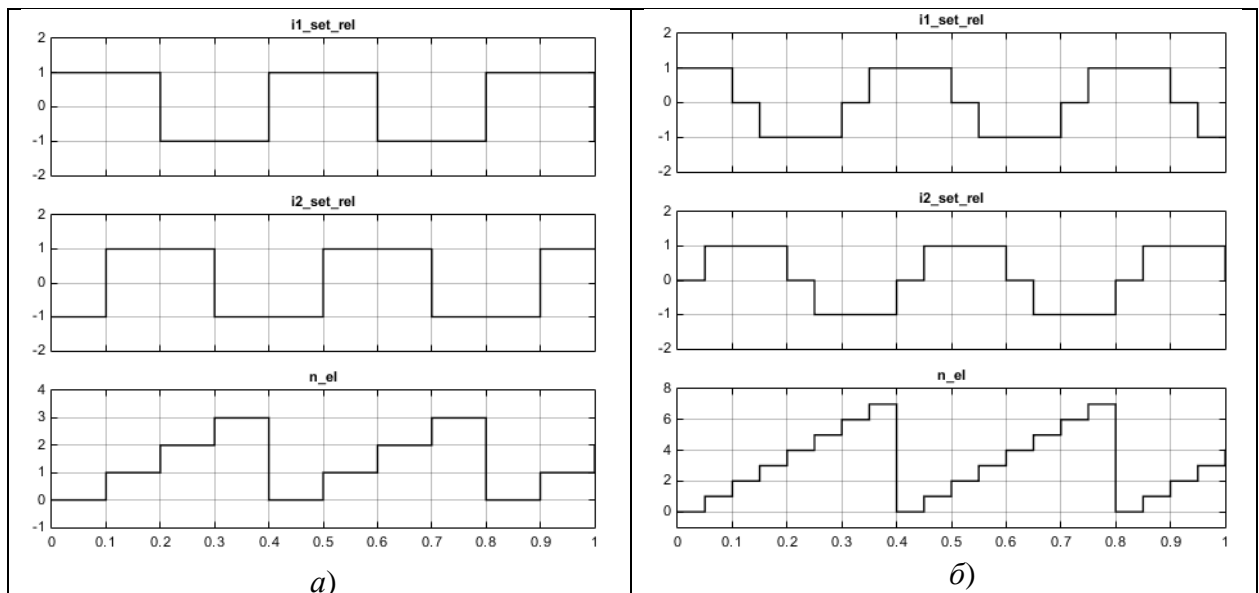


Рис. 11.11 Осциллограммы работы распределителей импульсов: *а* – для парной биполярной коммутации; *б* – асимметричной биполярной коммутации

Мы не представили листинги двух последних функций. Читатель без труда может создать эти функции самостоятельно, руководствуясь примером дешифратора для одиночной коммутации и диаграммами работы на рис. [11.11](#).

### 11.1.7. Модель блока микрошагового управления

Модель системы управления, имитирующая работу распределителя импульсов в режимах симметричной одиночной или парной биполярной коммутации, а также электрического дробления шага с любым требуемым коэффициентом дробления шага при использовании в качестве входной переменной выходной частоты фазных токов (параметр генератора Sawtooth Generator), представлена на рис. [11.12](#). Параметры генератора пилообразного сигнала и «квантователя» указаны в качестве примера.

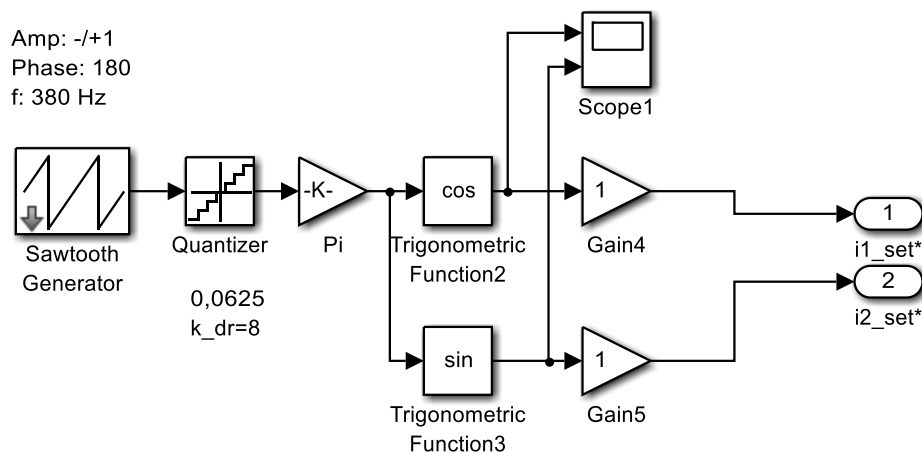


Рис. 11.12 Модель системы управления инвертором тока в режиме дробления шага

## Комментарий

1. Система управления имитирует работу шагового электропривода на фиксированной частоте управляющих импульсов, что позволяет оценить частоту приемистости и исследовать работу привода в зоне частот до приемистости.
2. Для задания частоты фазных токов используется генератор пилообразного опорного сигнала с начальной фазой 90 электрических градусов.
3. Сигнал опорного генератора периодически изменяется от -1 до +1, что соответствует изменению фазы заданных токов от  $-\pi$  до  $+\pi$ .
4. В зависимости от требуемого числа электрических состояний (на одном полюсном делении), то есть нужного коэффициента дробления шага, выбирается дискретность по уровню в блоке «квантователя» Quantizer. Приращение сигнала опорного генератора на периоде, равное 2, делится на нужное число электрических состояний (табл. 11.1).

Таблица 11.1 Таблица электрических состояний

| Коэффициент дробления шага | Число электрических состояний $N_{эл}$ | Дискретность по уровню блока «квантователя» |
|----------------------------|--|---|
| 1                          | 4                                      | $2/4=0,5$                                   |
| 2                          | 8                                      | $2/8=0,25$                                  |
| 4                          | 16                                     | $2/16=0,125$                                |
| 8                          | 32                                     | $2/32=0,0625$                               |
| 16                         | 64                                     | $2/64=0,03125$                              |
| 32                         | 128                                    | $2/128=0,015625$                            |

5. Для получения фазы токов  $\varphi$  квантованный сигнал умножается на  $\pi$  и поступает на блок вычисления относительных значений заданных токов фаз:

$$\begin{cases} i1_{set}^* = 1 \cdot \cos\varphi; \\ i2_{set}^* = 1 \cdot \sin\varphi. \end{cases} \quad (11.1)$$

6. На выходе получаем два нормированных синусоидальных сигнала амплитудой  $\pm 1$ , с дискретностью по уровню, соответствующей требуемому коэффициенту дробления шага.
7. Для имитации режима парной биполярной коммутации достаточно увеличить амплитуду результирующего вектора тока статора в  $\sqrt{2}$  раз с помощью выходных усилителей. Это будет именно имитация парной коммутации, когда амплитуда вектора тока и его фазовое приращение будут соответствовать парной коммутации, но начальная фаза вектора тока будет отличаться на 45 эл. град. от истинного режима парной коммутации.

8. Для получения коэффициента дробления шага, равного бесконечности (синусоидальные задания токов фаз), из модели на рис. 11.12 достаточно исключить блок «квантователя».

На рис. 11.13 представлены графики заданных токов фаз для режима одиночной коммутации и дробления шага с единичной амплитудой результирующего вектора тока статора при разных коэффициентах дробления шага (1, 2, 4, 8).

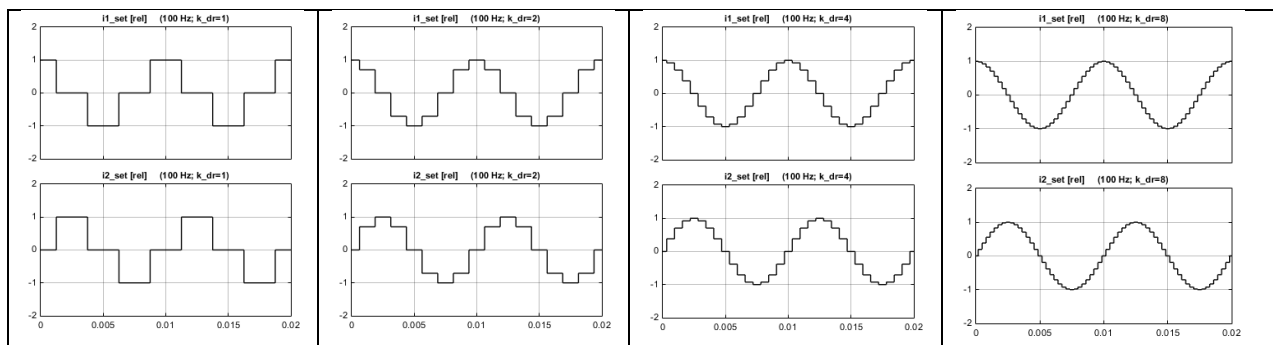


Рис. 11.13 Заданные токи фаз при коэффициентах дробления шага: 1, 2, 4, 8

## 11.2. Модели коммутаторов вентильных двигателей

### 11.2.1. Модель блока автокоммутации бесколлекторного двигателя постоянного тока

В бесколлекторных двигателях постоянного тока (БДПТ–BLDC) вместо коллекторного узла используется датчик положения ротора на полюсном делении машины, по сигналам которого инвертор напряжения/тока выполняет электронное переключение фаз двигателя – *автокоммутацию*. Как правило, используется не инвертор напряжения, а инвертор тока. Поэтому, задача коммутирующего устройства: в зависимости от текущего положения ротора сформировать нужное задание токов фаз.

Задача осложняется тем, что простые датчики положения, встраиваемые в вентильные двигатели, предназначенные для массовых применений, имеют конечное разрешение по положению. Оно обычно равно величине целого (конструктивного) шага машины. Покажем, как реализуется коммутатор на примере двухфазного ВД со встроенным датчиком положения. Датчик может работать на разных чувствительных элементах: Холла, реагирующих на величину магнитной индукции в воздушном зазоре, на индуктивных, емкостных или оптических датчиках. В любом случае чувствительные элементы вырабатывают дискретные выходные сигналы в зависимости от положения ротора на полюсном делении машины.

Рассмотрим принцип идентификации положения на базе датчика положения с чувствительными элементами на парах фото-светодиод (рис. 11.14).

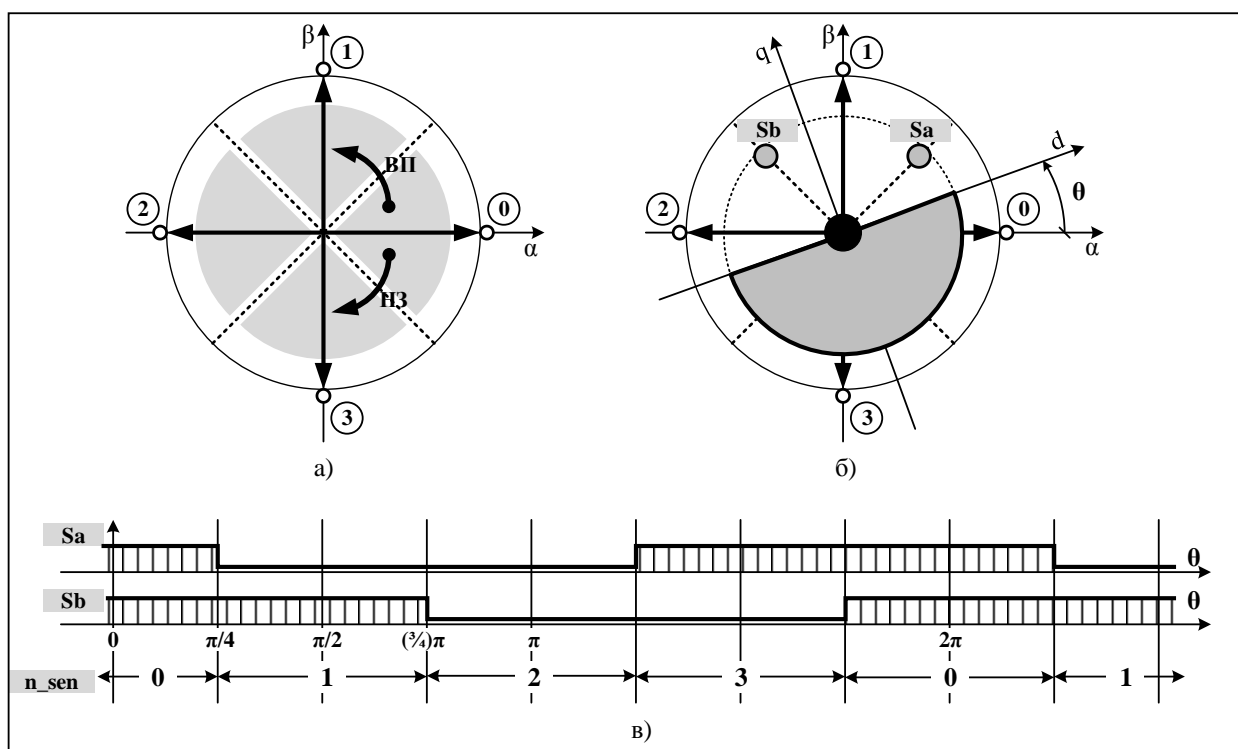


Рис. 11.14 Датчик положения ротора на парах фото-светодиод для двухфазного ВД

При использовании симметричной (одиночной или парной биполярной коммутации) возможное число электрических состояний вектора тока статора равно четырем. На рис. 11.14 в качестве примера показаны возможные состояния вектора тока для одиночной коммутации, совпадающие с физическими осями ( $\alpha, \beta$ ) машины: 0, 1, 2, 3. При активизации одного из этих состояний ротор двигателя фиксируется и, в зависимости от величины и знака нагрузки, оказывается внутри одного из 4-х секторов, выделенных на рис. 11.14, а серым цветом. Это режим прекращения подачи управляющих импульсов для разомкнутого ШЭП (фиксации текущего электрического положения). Для того, чтобы начать движение в одном из направлений («Вперед» или «Назад») в режиме БДПТ, необходимо активизировать соседнее электрическое состояние. Суть автокоммутации в том, что как только ротор достигает нового заданного положения вектора тока, электрическое состояние автоматически меняется. Фазой вектора тока статора при этом управляет датчик положения ротора.

На рис. 11.14, б представлен простейший датчик положения, имеющий два чувствительных элемента: две пары фото-светодиод  $S_a$  и  $S_b$  (показаны только приемные элементы). Фотодиоды срабатывают, когда

источник света не перекрывается шторкой, жестко связанной с ротором машины (рис. 11.14, б). Чувствительные элементы выдают сигнал логической единицы «1» при срабатывании и «0» – в противном случае.

В положении ротора, указанном на рисунке, срабатывают оба чувствительных элемента датчика положения (рис. 11.14, в). Это свидетельствует о том, что ротор машины находится внутри сектора, соответствующего нулевому электрическому состоянию (см. положение оси  $d$ , совпадающей с продольной осью ротора). Если вращать ротор в направлении «Вперед» (против часовой стрелки), то состояние чувствительных элементов датчика положения будет меняться в соответствии с диаграммой на рис. 11.14, в.

Код, считываемый с датчика положения, позволяет идентифицировать один из 4-х секторов, в котором в данный момент находится ротор двигателя, т.е. электрическое положение ротора с точностью до  $\pm 45$  эл. град. Обозначим номер этого сектора  $n_{sen}$ .

Как должен работать коммутатор вентильного двигателя? Если необходим режим подтверждения текущего положения ротора, который можно условно назвать «фиксацией», то номер электрического положения, заданный коммутатором, должен совпадать с номером сектора, идентифицированного датчиком. Если необходим режим движения «Вперед» или «Назад», то должно быть активизировано электрическое состояние соседнего сектора:  $n_{el} = n_{sen} + 1$  или  $n_{el} = n_{sen} - 1$  (см. табл. 11.2).

Таблица 11.2 Дешифратор состояний датчика положения ротора двухфазного ВД и требуемое электрическое состояние в зависимости от режима работы

| Электрическое положение ротора<br>$\theta$ [эл. град.] | Код с датчика |    | Номер сектора<br>$n_{sen}$ | Электрическое состояние $n_{el}$ для реализации режима |          |         |
|--|---------------|----|----------------------------|--|----------|---------|
|  | Sb            | Sa |                            | «Фиксация»   | «Вперед» | «Назад» |
| $-\pi/4 \leq \theta < +\pi/4$                          | 1             | 1  | 0                          | 0  | 1        | 3       |
| $+\pi/4 \leq \theta < +(3/4)\pi$                       | 1             | 0  | 1                          | 1  | 2        | 0       |
| $+(3/4)\pi \leq \theta < +(5/4)\pi$                    | 0             | 0  | 2                          | 2  | 3        | 1       |
| $+(5/4)\pi \leq \theta < +(7/4)\pi$                    | 0             | 1  | 3                          | 3  | 0        | 2       |

Таким образом, в режиме автокоммутации для двухфазного ВД в среднем всегда выполняется соотношение:

$$\gamma_{cp} = \Psi_{cp} + \frac{\pi}{2} + \theta_{cp}. \quad (11.2)$$

При этом среднее значение угла коммутации определяется требуемым режимом работы:



$$\begin{cases} \Psi_{\text{ср}} = 0 \text{ для режима "Вперед";} \\ \Psi_{\text{ср}} = -\frac{\pi}{2} \text{ для режима "Фиксация";} \\ \Psi_{\text{ср}} = -\pi \text{ для режима "Назад".} \end{cases} \quad (11.3)$$

Применительно к двухфазному ВД понятие опережающей или отстающей коммутации связано со сдвигом траверсы, на которой укреплены чувствительные элементы датчика положения, в направлении «Вперед» или в «Назад». Этот сдвиг эквивалентен «сдвигу щеток» в коллекторных машинах постоянного тока. Так, сдвиг на  $-\frac{\pi}{2}$  переведет двигатель в режим фиксации текущего положения ротора, а сдвиг на  $-\pi$  заставляет двигатель вращаться в направлении «Назад».

### Замечания

1. Для многофазных машин интервал коммутации меньше чем  $(\pi/2)$ . Так, для трёхфазных машин он равен  $\pi/3$  (60 эл. град.) при использовании симметричных типов коммутации. Это позволяет без проблем организовать не только режим нейтральной коммутации ( $\Psi_{\text{ср}} = 0$ ), но и режим опережающей коммутации ( $\Psi_{\text{ср}} = \pi/3$ ).
2. В микропроцессорных системах управления БДПТ, прогнозирующих более точное электрическое положение ротора по отсчетам грубого датчика положения (с интерполяцией электрического положения внутри интервала коммутации), возможно управление с произвольно заданным углом коммутации.

Коммутатор двухфазного БДПТ решает следующие основные задачи:

1. Получение кода текущего состояния датчика положения и определение номера сектора текущего положения ротора  $n_{\text{sen}}$ . Это типичная задача дешифрирования.
2. Получение управляющего воздействия – кода нужного режима работы («Вперед», «Фиксация», «Назад»), определение номера электрического состояния  $n_{\text{el}}$  и расчет кодов задания токов фаз, соответствующих требуемому состоянию.

Компьютерная модель, решающая первую задачу, показана на рис. 11.15. Это функциональный блок *sensor*. Предполагается, что на его входе сигнал электрического положения ротора ВД, поступающий от модели двигателя, управляемого от инвертора тока. На рис. 11.15, а электрическое положение ротора имитируется периодическим сигналом от 0 до  $2\pi$  для тестирования правильности работы функции *sensor* (рис. 11.15, б).

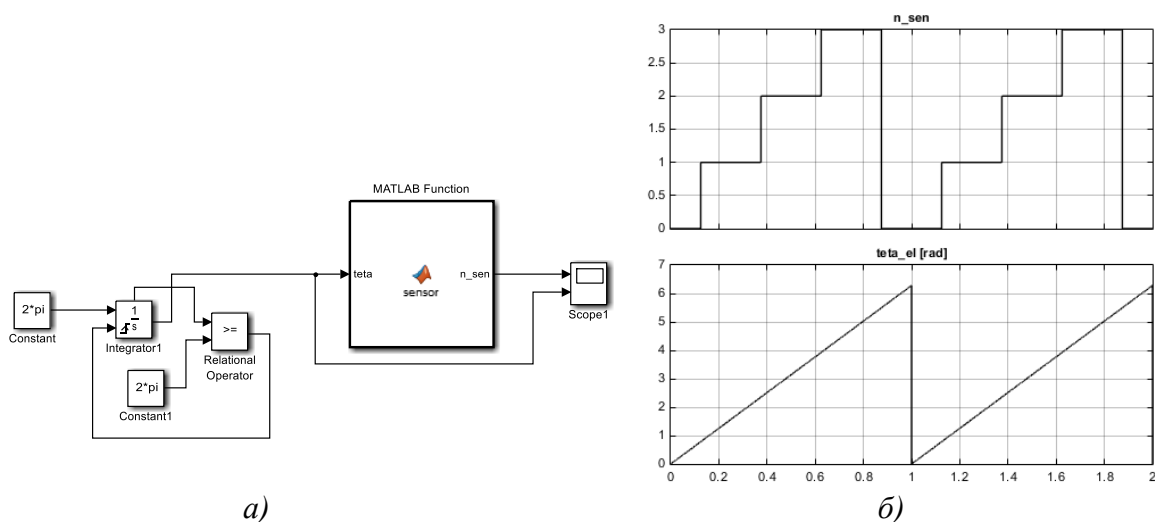


Рис. 11.15 Модель дешифратора текущего положения ротора на полюсном делении машины а) и диаграмма ее работы б)

### Комментарий

1. Генератор периодического сигнала реализован на базе модуля интегратора с двумя дополнительными портами: портом автоматического сброса в 0 по переднему фронту импульса; портом внутреннего состояния интегратора.
2. Выход порта внутреннего состояния интегратора используется для определения момента сброса при достижении его выходным сигналом значения  $2\pi$ . Наличие двух выходных портов позволяет исключить «алгебраический контур», который возникает при единственном выходе интегратора за счет обратной связи с выхода на вход.

Пример реализации функции `sensor` на языке программирования пакета MATLAB показан ниже (лист. [11.2](#)).

Лист. 11.2 Реализации функции `sensor`

```
function n_sen = sensor (teta)
% calc n_sen= f(teta)
% decoder sensor
n_sen=0;
if (( teta >= 7/4*pi) && (teta <pi/4))
    n_sen=0; end;
if (( teta >= pi/4) && (teta <3/4*pi))
    n_sen=1; end;
if (( teta >= 3/4*pi) && (teta <5/4*pi))
    n_sen=2; end;
if (( teta >= 5/4*pi) && (teta <7/4*pi))
    n_sen=3; end;
end
```

Использована простейшая форма условного оператора **if ... then... end** (без альтернативы **else**). Функция проверяет нахождение ротора

двигателя в одном из 4-х секторов. Если с датчика положения считывается код его состояния, то можно преобразовать код состояния датчика непосредственно в номер сектора  $n\_sen$  с помощью всего лишь одного оператора Switch (см. лист. [11.2](#)).

Как видно из рис. [11.15, б](#), весь период  $2\pi$  возможного изменения электрического угла положения ротора соответствует 4-м значениям переменной, задающей номер текущего сектора положения ротора:  $n\_sen = 0, 1, 2, 3$ .

Вторая задача может быть решена с помощью еще двух функций:

- Функции `calc_n_el` определения номера требуемого электрического состояния  $n\_el$  по номеру сектора текущего расположения ротора  $n\_sen$  и заданному режиму работы привода `mode`. Переменная `mode` имеет три возможных состояния: «+1» – Вперед; «0» – Стоп, Фиксация; «-1» – Назад.
- Функции, например, `decoder_single_com` – расчета заданных кодов токов фаз для нужного электрического состояния при выбранном способе коммутации. Эти функции уже рассмотрены выше.

Для получения полной модели коммутатора для двухфазного БДПТ в режиме одиночной коммутации фаз объединим все три необходимые для этого функции: датчика положения, расчета номера электрического состояния для нужного режима работы; декодера электрических состояний (рис. [11.16](#)).

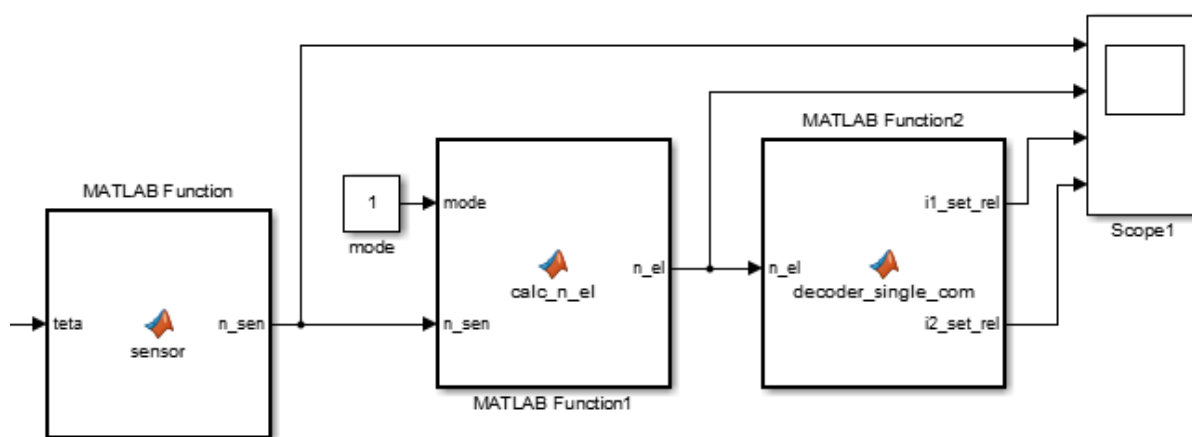


Рис. 11.16 Модель коммутатора двухфазного БДПТ

Особенности реализации функции расчета требуемого номера электрического состояния:

- Нужный номер электрического состояния определяется не только положением ротора  $n\_sen$ , но и заданным режимом работы привода (табл. [11.1](#));

- При инкрементировании и декрементировании номера сектора положения ротора  $n\_sen$  учитывается ограничение возможных электрических состояний как сверху, так и снизу  $0 \leq n\_el \leq 3$  (кольцевой буфер электрических состояний);
- Для этого введена промежуточная переменная  $n$ . Используется полная форма условного оператора **if ... else... end**.

Лист. 11.3 Функция расчета номера электрического состояния `calc_n_el`

```
function n_el = calc_n_el(mode, n_sen)
%decoder_n_sen_for_BLDC_motor
% mode +1 - Forward; -1 - Backward; 0 -Stop
switch mode
case 0
n_el=n_sen;
case +1
n =n_sen+1;
if (n== 4) n_el=0; else n_el=n; end;
case -1
n=n_sen-1;
if (n== -1) n_el=3; else n_el=n; end;
otherwise
n_el=0;
end
```

Работа коммутатора для 3-х режимов работы БДПТ показана на рис. 11.17.

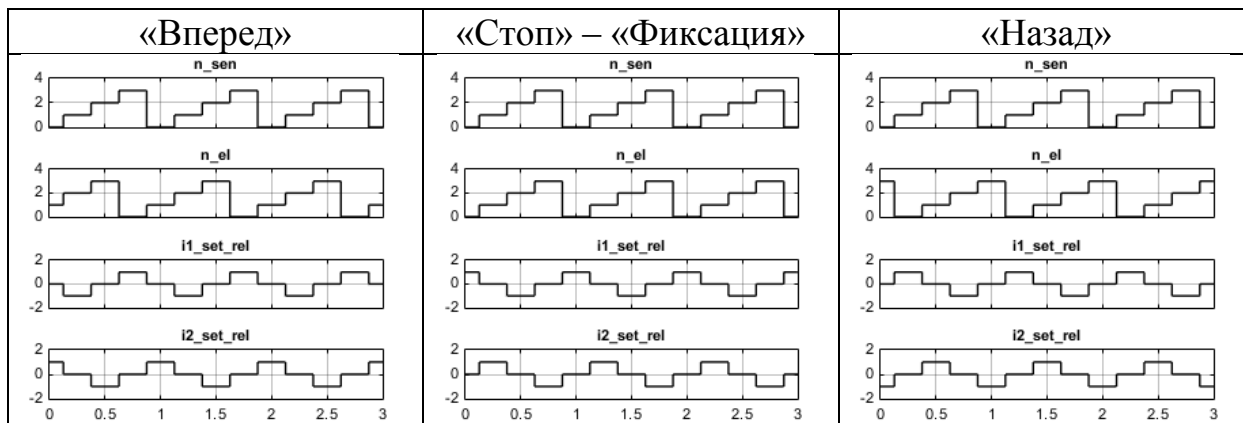


Рис. 11.17 Работа коммутатора фаз БДПТ в трех режимах: «Вперед», «Стоп», «Назад»

### 11.2.2. Модель блока автокоммутации бесколлекторного двигателя переменного тока

Основное отличие ВД в режиме бесколлекторного двигателя переменного тока (ВЛАС) от бесколлекторного двигателя постоянного тока (BLDC) в том, что используется датчик положения ротора высокого разрешения, позволяющий пренебречь дискретностью сигнала обратной

связи по положению и достаточно точно реализовать базовое уравнение вентильного режима работы при любом положении ротора:

$$\gamma = \psi + \frac{\pi}{2} + \theta. \quad (11.4)$$

При этом, в отличие от структур вентильных двигателей постоянного тока (BLDC), конструкция которых оптимизируется под близкую к прямоугольной форму индукции магнитного поля на полюсном делении машины (для максимально полного использования двигателя по моменту), в структурах VLAC применяются двигатели с синусоидальной формой индукции на полюсном делении. Это позволяет реализовать вентильный двигатель с практически синусоидальными токами фаз и почти отсутствующими «коллекторными» пульсациями момента, связанными с эффектом коммутации фаз. Поэтому, структуры типа VLAC находят широкое применение в устройствах, где требуется высокое качество поддержания мгновенной скорости (с минимум пульсаций).

Модель контура замыкания обратной связи по электрическому положению ротора представлена на рис. 11.18 в виде подсистемы Commutator\_VLAC вместе с блоками, позволяющими проверить его работу.

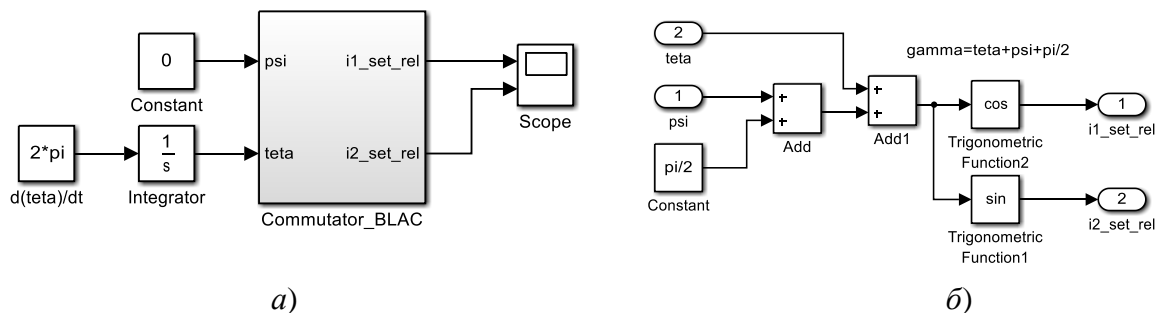


Рис. 11.18 Модель управляющего блока ВД типа VLAC: а – подсистема; б – ее структура

### Комментарий

1. Подсистема имеет вход текущего электрического положения ротора  $teta$  и вход угла коммутации  $\psi$ .
2. Фаза вектора результирующего тока статора рассчитывается на основе уравнения (11.4), а относительные величины заданных фазных токов как проекции вектора тока на оси  $(\alpha, \beta)$ :

$$\begin{cases} i1_{set}^* = \cos \gamma; \\ i2_{set}^* = \sin \gamma. \end{cases} \quad (11.5)$$

3. Для проверки подсистемы на базе модуля интегратора реализован линейно нарастающий сигнал  $teta$ .

На рис. 11.19 показана работа коммутатора при трех значениях угла коммутации:  $\psi = 0$ ;  $\psi = -\pi/2$ ;  $\psi = -\pi$ . Управление углом коммутации позволяет без изменения структуры системы управления менять направление движения привода.

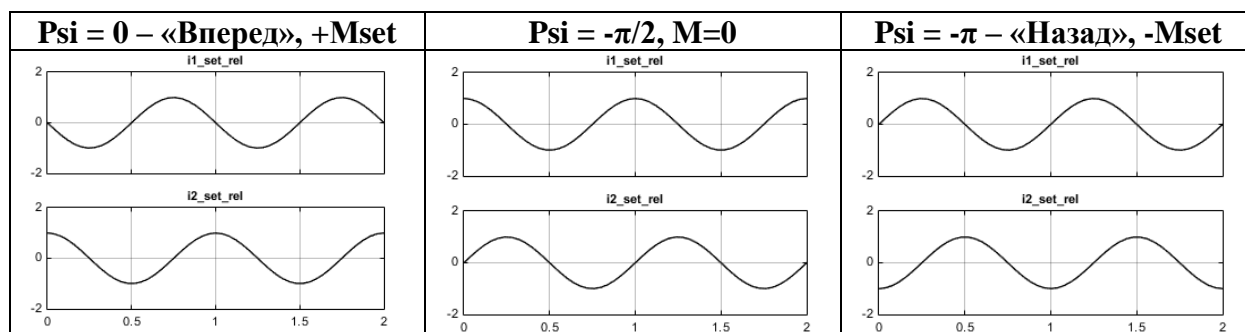


Рис. 11.19 Управление направлением движения ВД углом коммутации

Режим работы с углом коммутации  $\psi = -\pi/2$  нельзя назвать режимом «Стоп» или режимом «фиксации» – это режим автоматического поддержания нулевого значения момента двигателя независимо от текущего положения ротора. Таким образом, механическая характеристика ВД с синусоидальным управлением – вертикальная линия постоянства электромагнитного момента во всей зоне скоростей, при которой свойства инвертора тока сохраняются.

### Вывод по главе

Представлены компьютерные модели базовых элементов систем управления ШД и ВД, которые можно использовать в проектной работе при анализе динамических свойств привода в разных структурах управления.

### Контрольные вопросы

1. Как в модели блока электрического дробления шага можно регулировать амплитуду суммарного вектора тока статора для управления электромагнитным моментом?
2. Можно ли использовать представленную в главе модель блока электрического дробления шага для управления трёхфазными ШД? Какой должна быть настройка «квантователя» для получения дробления целого шага на 2, на 4?

3. В чем основное отличие вентильного двигателя постоянного тока (BLDC) от вентильного двигателя переменного тока (BLAC)?
4. Как это отличие реализуется в модели расчета электрического состояния машины?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 12. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШД/ВД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ И ОЦЕНКИ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРВОПРИВОДОВ

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| 12.1.   | Введение .....   | 288 |
| 12.2.   | Системы координат в электроприводе.....  | 289 |
| 12.2.1. | Преобразования Кларк .....   | 290 |
| 12.2.2. | Преобразования Парка .....   | 292 |
| 12.3.   | Математическая модель ШД/ВД в физических координатах.....  | 292 |
| 12.4.   | Математическая модель ШД/ВД в физических координатах и относительных единицах.....                     | 293 |
| 12.5.   | Компьютерная модель ШД/ВД, управляемого от инвертора тока....  | 296 |
| 12.6.   | Математическая модель ШД/ВД в (d, q)–координатах. Идея векторного управления .....                     | 297 |
| 12.7.   | Статические механические характеристики вентильных двигателей при управлении вектором напряжения ..... | 299 |
| 12.8.   | Оптимальный угол коммутации. Предельная механическая характеристика .....                              | 303 |
| 12.9.   | Граничные механические характеристики ВД.....  | 304 |

### 12.1. Введение

На основе данных, приведенных в каталогах производителями шаговых и вентильных двигателей, можно составить достаточно точные математические модели исполнительных двигателей, получить их компьютерные версии и исследовать вместе с моделями силовых преобразователей и устройств управления для оценки динамических свойств, статических и динамических характеристик приводов в разных структурах управления – разомкнутых и замкнутых. Это базовые элементы совместного выбора исполнительных двигателей, силовой и управляющей электроники для любого конкретного проекта, то есть основы *проектирования комплектов электроприводов*, отвечающих техническим требованиям заказчика.

Разумеется, математическая модель, которая будет представлена в этой главе, и ее компьютерная версия, являются приближенными. Они не учитывают ряд особенностей, присущих конкретному типу исполнительного двигателя, например, наличие реактивного фиксирующего момента в гибридных конструкциях ШД. Тем не менее, они позволяют оценить



возможные диапазоны работы привода по скорости и электромагнитному моменту, допустимые диапазоны изменения нагрузки, сформулировать требования к типу инвертора – напряжения или тока, и, главное, к величине его напряжения питания.

Более того, модели ШД/ВД в координатах  $(d, q)$  позволяют получить аналитические выражения *статических механических характеристик вентильных двигателей* при питании от инверторов напряжения, *граничных характеристик* перехода инвертора тока в режим инвертора напряжения, а также *предельных механических характеристик*, ограничивающих скоростные возможности привода, как в разомкнутых, так и в замкнутых структурах управления. Появляется возможность сравнить между собой структуры разомкнутых и замкнутых по положению приводов на базе одних и тех же исполнительных двигателей, оценить преимущества ШЭП или ВЭП, выбрать оптимальную структуру управления.

## 12.2. Системы координат в электроприводе

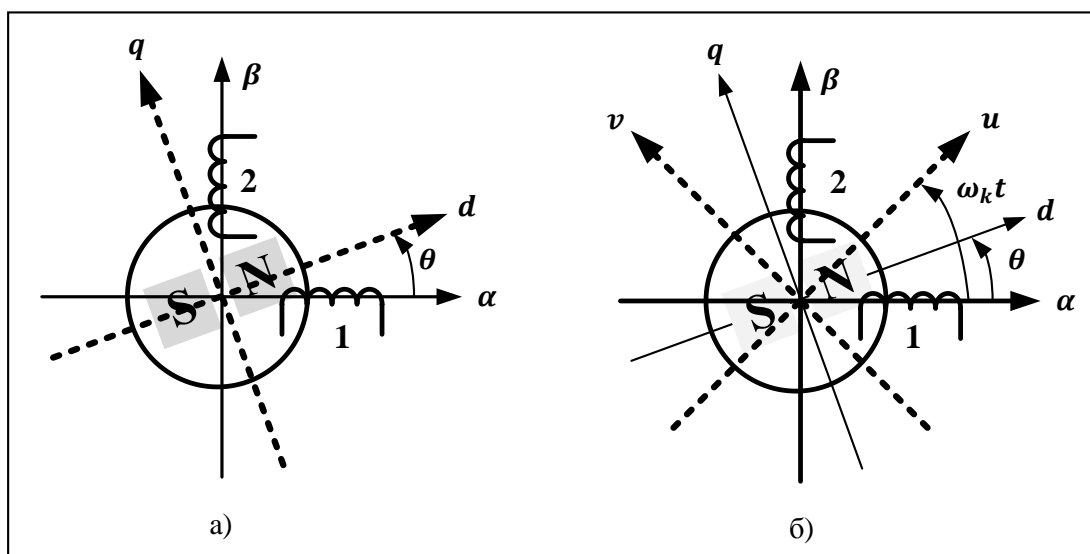


Рис. 12.1 Системы координат, используемые при векторном управлении на примере синхронной магнитоэлектрической машины с неявно выраженными полюсами:  $a - (d, q)$ ;  $b - (u, v)$ .

Современные системы управления двигателями переменного тока (в том числе синхронными, шаговыми и вентильными) можно назвать *векторными*, так как они обеспечивают *оптимальную мгновенную пространственную ориентацию вектора результирующего напряжения статора* (или *вектора тока статора*), необходимую для создания требуемого электромагнитного момента. При этом система управления строится как система управления *результирующими векторами напряжений*,

токов и потокосцеплений по фазе и по амплитуде. В теории электропривода [4, 9] наиболее часто применяются следующие системы координат (рис. 12.1):

- $(\alpha, \beta)$  – неподвижные относительно статора, или физические оси;
- $(d, q)$  – неподвижные относительно ротора, вращающиеся со скоростью вращения ротора;
- $(u, v)$  – вращающиеся с произвольной скоростью – скоростью вращения координат. Это может быть скорость вращения электрического поля статора, создаваемого силовым преобразователем (для АД или СД) или скорость программно заданного положения вектора результирующего тока статора (для ШД или ВД).

### 12.2.1. Преобразования Кларк

При использовании двухфазных машин оси  $(\alpha, \beta)$  совпадают с физическими осями фаз статора  $a$  и  $b$  (1 и 2). В машинах с большим числом фаз, например, трёхфазных, требуется дополнительное преобразование физических координат трёхфазной машины к физическим координатам эквивалентной двухфазной машины:  $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$ . Как было показано в главе 8, прямое управление трехфазными токами затруднено, и для трёхфазных машин используются мостовые трёхфазные инверторы напряжения с ШИМ-модуляцией, работающие в режиме инверторов токов фаз в координатах  $(\alpha, \beta)$  или  $(d, q)$ .

Возможны три типа подобных координатных преобразований, отличающиеся признаком эквивалентности исходной, например, трёхфазной машины и эквивалентной ей двухфазной машины [4, 9]:

- 1) *Одинаковые результирующие векторы.* Векторы фазных напряжений, токов и потокосцеплений в обеих машинах одинаковы. Амплитуды фазных переменных в двухфазной машине должны быть в  $3/2$  раза больше чем в трёхфазной;
- 2) *Одинаковые амплитуды переменных.* Амплитуды фазных напряжений, токов и потокосцеплений в обеих машинах одинаковы. Амплитуды результирующих векторов в эквивалентной двухфазной машине будут в  $2/3$  раза меньше амплитуд соответствующих векторов в исходной трехфазной машине.
- 3) *Одинаковые электрические мощности.* Мгновенные значения мощностей, потребляемых по электрическим зажимам в исходной трёхфазной машине и эквивалентной двухфазной одинаковы.

Сводка формул прямого  $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$  и обратного  $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$  – преобразования Кларк для трёхфазных машин с учетом указанных выше вариантов представлена в табл. 12.1.

Таблица 12.1 Прямые и обратные преобразования Кларка для трёхфазных машин

| Тип   | По условию эквивалентности   |  |   |
|---|--|--|---|
|   | Результирующих векторов  | Амплитуд фазных переменных   | Электрической мощности  |
| Прямое<br>$a, b, c \rightarrow \alpha, \beta$   | $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$            | $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$                        | $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$            |
| Обратное<br>$\alpha, \beta \rightarrow a, b, c$ | $\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ |

Чаще всего на практике используется либо метод эквивалентных амплитуд, либо эквивалентных электрических мощностей.

Таким образом, любую многофазную машину можно привести к эквивалентной двухфазной машине и выполнить далее преобразование ее переменных к нужным осям. Оси  $(d, q)$  оказываются наиболее удобными для шаговых и вентильных двигателей, так как:

- позволяют обосновать оптимальные структуры векторного управления;
- получить аналитические уравнения статических механических характеристик вентильных двигателей;
- уравнения граничных характеристик перехода инвертора тока в режим инвертора напряжения;
- предельных характеристик ШД и ВД при заданном уровне напряжения питания.

### 12.2.2. Преобразования Парка

Переход от неподвижных координат  $(\alpha, \beta)$  к координатам  $(d, q)$ , вращающимся вместе с магнитоэлектрическим ротором (и обратно), выполняется по уравнениям Парка, в которых  $\theta$  – электрический угол текущего положения ротора внутри полюсного деления машины:

$$\begin{cases} x_d = x_\alpha \cdot \cos\theta + x_\beta \cdot \sin\theta; \\ x_q = x_\alpha \cdot -\sin\theta + x_\beta \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (12.1)$$

$$\begin{cases} x_\alpha = x_d \cdot \cos\theta - x_q \cdot \sin\theta; \\ x_\beta = x_d \cdot \sin\theta + x_q \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (12.2)$$

Под вектором  $\bar{x}$  понимаются векторы напряжений, токов и потокосцеплений исходной двухфазной машины в физических координатах. Вектор  $\bar{x}$  в физической системе координат  $(\alpha, \beta)$  представляется двумя компонентами  $x_\alpha, x_\beta$  (его проекциями на оси  $\alpha$  и  $\beta$ ) и может быть заменен точно таким же вектором в системе координат  $(d, q)$ , вращающейся вместе с ротором (рис. 12.2). При этом тот же вектор в новой системе координат будет иметь компоненты  $x_d, x_q$ , которые определяются как проекции исходного вектора на оси  $d$  и  $q$ .

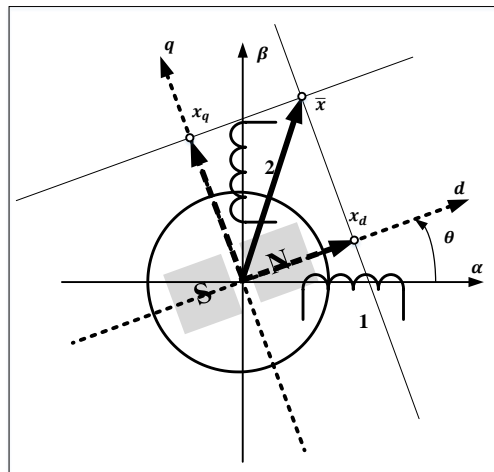


Рис. 12.2 Координатное преобразование  $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ .

### 12.3. Математическая модель ШД/ВД в физических координатах

Математическая модель шагового или вентильного двигателя в первом приближении представляет собой модель *магнитоэлектрического синхронного двигателя* с распределенной обмоткой на статоре и синусоидальным распределением индукции магнитного поля ротора на

полюсном делении машины и, соответственно, синусоидальной формой статического синхронизирующего момента. Пренебрежем реактивным моментом, возникающим при взаимодействии магнита ротора с зубчатой поверхностью статора, и насыщением магнитной цепи. Будем считать двигатель полностью симметричным с нулевыми взаимоиндуктивностями фаз статора.

Дифференциальные уравнения ШД/ВД в физических координатах при сделанных выше допущениях имеют вид:

$$\begin{cases} u_1 - e_1 = i_1 \cdot R_s + L_s \frac{di_1}{dt}; \\ u_2 - e_2 = i_2 \cdot R_s + L_s \frac{di_2}{dt}; \\ M_{эм} - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega_{мех}}{dt}, \end{cases} \quad (12.3)$$

где фазные ЭДС определяются только текущим электрическим положением ротора на полюсном делении машины и его электрической скоростью

$$\begin{cases} e_1 = \frac{d}{dt} [\Psi_m \cos(\theta)] = \Psi_m [-\sin(\theta)] \omega_{эл}; \\ e_2 = \frac{d}{dt} [\Psi_m \sin(\theta)] = \Psi_m [\cos(\theta)] \omega_{эл}, \end{cases} \quad (12.4)$$

а электромагнитный момент двигателя – значениями мгновенных фазных токов и текущим электрическим положением ротора:

$$M_{эм} = p_{п} \Psi_m [-\sin(\theta) \cdot i_1 + \cos(\theta) \cdot i_2]. \quad (12.5)$$

Добавим к этим соотношениям уравнения связи между электрической и механической скоростями, а также уравнение для определения электрического положения ротора:

$$\begin{cases} \omega_{эл} = p_{п} \omega_{мех}; \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_{эл}. \end{cases} \quad (12.6)$$

#### 12.4. Математическая модель ШД/ВД в физических координатах и относительных единицах

Максимальное значение электромагнитного момента двигателя при одной включенной фазе с номинальным током  $I_{ф ном}$  примем за базовое значение момента. Оно соответствует максимальному значению статического синхронизирующего момента  $M_{синх max}$  в шаговом режиме работы машины. Это максимальный момент, который двигатель может развить в режиме

одионочной коммутации фаз или в режиме микрошагового управления при амплитуде вектора тока статора, не превышающей номинального (базового) значения фазного тока:

$$\begin{cases} I_{\text{баз}} = I_{\text{ф ном}}; \\ M_{\text{баз}} = p_{\text{п}} \Psi_m I_{\text{баз}}. \end{cases} \quad (12.7)$$

В качестве базового значения напряжения и ЭДС примем величину фазного напряжения, при котором ток фазы в установившемся режиме равен номинальному:

$$U_{\text{баз}} = E_{\text{баз}} = R_s I_{\text{ф ном}}. \quad (12.8)$$

Перейдем в уравнениях (12.3 – 12.5) к относительным единицам, получим:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1^* - e_1^* = i_1^* + T_s \frac{di_1^*}{dt}; \\ u_2^* - e_2^* = i_2^* + T_s \frac{di_2^*}{dt}; \\ e_1^* = \left( \frac{\Psi_m}{U_{\text{баз}}} \right) [-\sin(\theta)] \omega_{\text{эл}}; \\ e_2^* = \left( \frac{\Psi_m}{U_{\text{баз}}} \right) [\cos(\theta)] \omega_{\text{эл}}; \\ \mu_{\text{эм}} = [-\sin(\theta) \cdot i_1^* + \cos(\theta) \cdot i_2^*]; \\ \mu_{\text{эм}} - \mu_{\text{с}} = \left( \frac{J_{\Sigma}}{p_{\text{п}} M_{\text{баз}}} \right) \frac{d\omega_{\text{эл}}}{dt}; \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_{\text{эл}}; \\ \omega_{\text{мех}} = \frac{1}{p_{\text{п}}} \omega_{\text{эл}}. \end{array} \right. \quad (12.9)$$

В этой системе уравнений все переменные, кроме электрической и механической скорости – безразмерные. Для шагового и вентильного электропривода невозможно ввести понятие номинальной механической или электрической скорости – эти параметры существенно зависят от структуры системы управления, режима работы привода и величины напряжения питания инвертора напряжения или тока.

В уравнениях (12.9) использовано уже введенное нами ранее понятие электромагнитной постоянной времени фазы  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ . Определим еще один коэффициент – коэффициент передачи по электрической скорости

$$k_e = \frac{\Psi_m}{U_{\text{баз}}} [c], \text{ связывающий ее с относительными фазными ЭДС:}$$

$$\begin{cases} e_1^* = k_e \cdot [-\sin(\theta)]\omega_{эл}; \\ e_2^* = k_e \cdot [\cos(\theta)]\omega_{эл}. \end{cases} \quad (12.10)$$

Если определить базовое значение напряжения/ЭДС как изменение базового значения потокосцепления за единицу времени, равную секунде:

$$U_{баз} [В] = \frac{\Psi_{баз} [В \cdot с]}{1с},$$

то коэффициент передачи по электрической скорости окажется численно равным относительному значению максимального потокосцепления ротора:

$$k_e = \frac{\Psi_m [В \cdot с]}{U_{баз} [В]} = \frac{\Psi_m [В \cdot с] \cdot 1с}{U_{баз} [В] \cdot 1с} = \frac{\Psi_m [В \cdot с] \cdot 1с}{\Psi_{баз} [В \cdot с]} = \Psi_m^* \cdot 1с. \quad (12.11)$$

В (12.9) момент статической нагрузки может быть активным (не зависящим от знака скорости), реактивным (меняющим направление при изменении знака скорости), а также комплексным, учитывающим дополнительное вязкое трение в системе:

$$\begin{cases} M_{с\text{ акт}} = \mu_c \cdot M_{баз} = \text{const}; \\ M_{с\text{ реак}} = \mu_c \cdot M_{баз} \cdot \text{sign}(\omega_{эл}); \\ M_{с\text{ }\Sigma} = M_c + M_{вт}. \end{cases} \quad (12.12)$$

где  $\mu_c = M_c / M_{баз}$  – относительное значение момента статической нагрузки.

При оценке момента вязкого трения учитывается как внутреннее вязкое трение в машине (внутреннее демпфирование), так и внешнее, в том числе, создаваемое специальными механическими демпфирующими устройствами, применяемыми для уменьшения колебаний в шаговых режимах работы:

$$M_{вт} = k_{вт} \cdot \omega_{мех} = \frac{k_{вт}}{p_n} \omega_{эл} = k_{вт\text{ эл}} \cdot \omega_{эл} = M_{баз} \left( \frac{k_{вт\text{ эл}}}{M_{баз}} \right) \cdot \omega_{эл}, \quad (12.13)$$

откуда относительный момент вязкого трения:

$$\mu_{вт}(\omega_{эл}) = \frac{M_{вт}}{M_{баз}} = \left( \frac{k_{вт\text{ эл}}}{M_{баз}} \right) \cdot \omega_{эл}. \quad (12.14)$$

## 12.5. Компьютерная модель ШД/ВД, управляемого от инвертора тока

Используем полученную выше математическую модель ШД/ВД для разработки компьютерной модели в пакете MATLAB Simulink привода, управляемого от инвертора тока – рис. 12.3. Для анализа и синтеза большинства характеристик привода достаточно информативной будет модель простейшего инвертора тока с релейными регуляторами фазных токов. Она позволит учесть главные особенности инвертора тока – ограничения по напряжению источника питания (звена постоянного тока) и, при необходимости, может быть заменена более точной моделью инвертора тока, например, с ШИМ-регуляторами токов фаз, в том числе с учетом конкретных параметров силовых ключей.

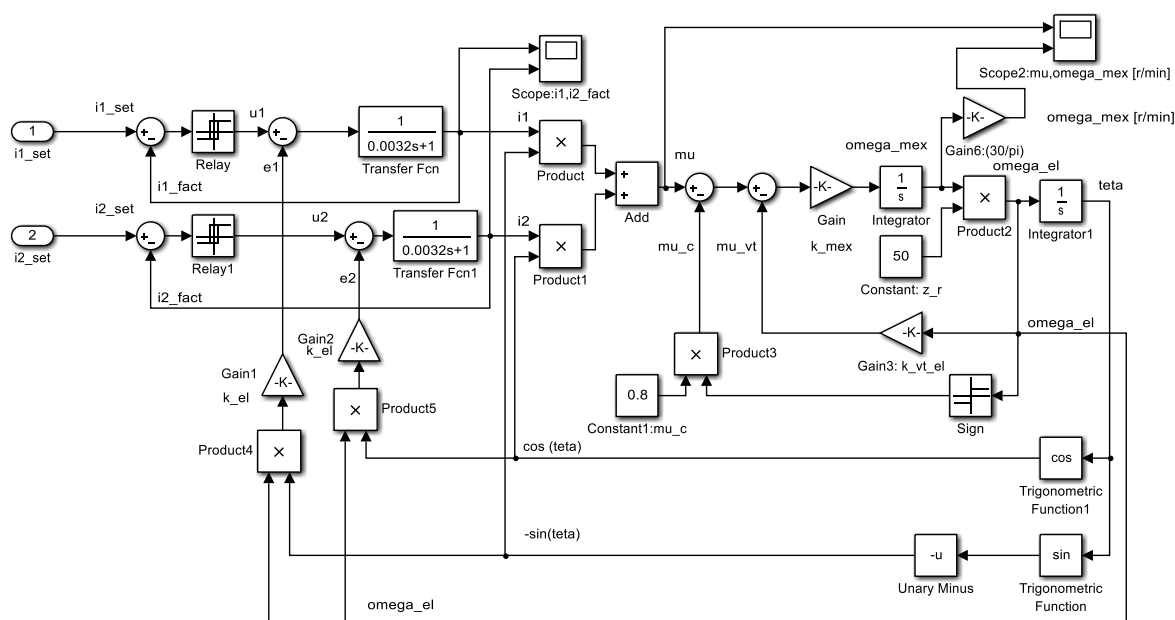


Рис. 12.3 Модель привода на базе ШД/ВД с управлением от инвертора тока

### Комментарии

1. Все величины в модели (токи, напряжения, ЭДС), кроме электрической и механической скоростей, представлены в относительных единицах.
2. Структура модели полностью соответствует уравнениям (12.9).
3. Задания токов фаз поступают на входы двух релейных регуляторов токов. Уровень напряжения в звене постоянного тока инвертора, а также ширина токового коридора инвертора тока задаются параметрами релейных элементов.
4. Модель позволяет задать величину электромагнитной постоянной времени фазы, величину статической нагрузки привода (показан вариант с реактивным моментом сопротивления), а также момент



дополнительного вязкого трения с учетом суммарного внутреннего и внешнего демпфирования.

5. Так как в большинстве каталогов двигателей механическая скорость представляется в [об/мин] для удобства сравнения и анализа выполнено ее преобразование к формату  $n_{\text{мех}}$ [об/мин].
6. Для исследования разомкнутых ШЭП дополнительные выходы не требуются, и модель может быть оформлена в виде подсистемы «Инвертор тока – Двигатель» (рис. 12.4).

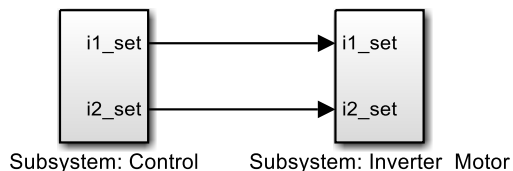


Рис. 12.4 Подсистема «Инвертор тока – Двигатель», подключенная к подсистеме устройства управления

7. Для исследования замкнутых по положению вентильных двигателей или ШД в режиме ВД, модель дополняется выходами текущего электрического положения ротора и электрической скорости, которые в качестве сигналов обратной связи могут поступать в подсистему управления.

В предыдущей главе (11) мы представили основные модели управляющих устройств, которые совместно с моделью двигателя и инвертора тока позволят исследовать любые режимы работы как разомкнутых, так и замкнутых электроприводов большинства современных сервоприводов.

### 12.6. Математическая модель ШД/ВД в $(d, q)$ – координатах. Идея векторного управления

Выразим электрические переменные машины (фазные напряжения и токи) через их компоненты в осях  $d$  и  $q$ , воспользовавшись уравнениями Парка (12.2):

$$\begin{cases} i_{\alpha} = i_1 = i_d \cdot \cos\theta - i_q \cdot \sin\theta; \\ i_{\beta} = i_2 = i_d \cdot \sin\theta + i_q \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (12.15)$$

$$\begin{cases} u_{\alpha} = u_1 = u_d \cdot \cos\theta - u_q \cdot \sin\theta; \\ u_{\beta} = u_2 = u_d \cdot \sin\theta + u_q \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (12.16)$$

После подстановки соотношений (12.15) и (12.16) в уравнения электрического равновесия (12.3) и выполнения алгебраических преобразований, получим:

$$\begin{cases} u_d = i_d R_s + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s i_q \omega_{эл}; \\ u_q = i_q R_s + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s i_d \omega_{эл} + \Psi_m \omega_{эл}. \end{cases} \quad (12.17)$$

С учетом выражений для потокосцеплений фаз в осях  $(d, q)$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_s i_d + \Psi_m; \\ \Psi_q = L_s i_q, \end{cases} \quad (12.18)$$

уравнения электрического равновесия можно записать так:

$$\begin{cases} u_d = i_d \cdot R_s + L_s \frac{di_d}{dt} - \Psi_q \omega_{эл}; \\ u_q = i_q \cdot R_s + L_s \frac{di_q}{dt} + \Psi_d \omega_{эл}. \end{cases} \quad (12.19)$$

Физический смысл этих уравнений иллюстрирует рис. 12.5. Так как катушки эквивалентных фаз  $d$  и  $q$  находятся на осях, неподвижных относительно ротора, наличие реальных ЭДС вращения фаз в осях  $(\alpha, \beta)$  заменяется выражениями  $-\Psi_q \omega_{эл}$  и  $\Psi_d \omega_{эл}$ . Это «как бы ЭДС», которые могли бы возникнуть в фазных катушках  $d$  и  $q$  при вращении осей фаз с электрической скоростью  $\omega_{эл}$ .

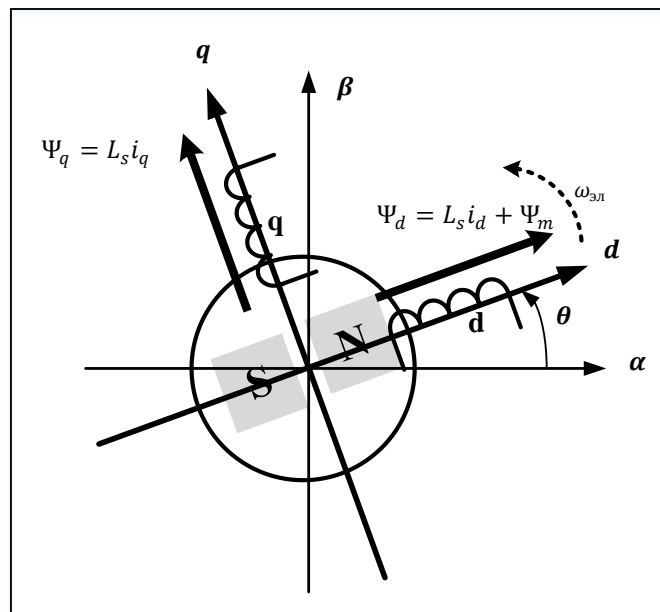


Рис. 12.5 К определению ЭДС вращения в  $(d, q)$ -координатах

Подставив соотношения (12.15) в уравнение электромагнитного момента двигателя (12.5), получим:

$$M_{эм} = p_{п} \Psi_{т} i_{q}. \quad (12.20)$$

Таким образом, электромагнитный момент ШД/ВД при постоянном значении максимального потокосцепления магнита ротора прямо пропорционален только величине тока статора по оси  $q$ , который называется *моментно-образующим током*. При этом ток статора по оси  $d$  не влияет на величину электромагнитного момента, например, он может быть равен нулю для оптимизации энергопотребления машины, что обычно и реализуется в современных структурах векторного управления.

Уравнения (12.17)–(12.20) являются математическим обоснованием современных структур векторного управления синхронными, шаговыми и вентильными двигателями. Все коэффициенты в этих уравнениях в установившихся режимах работы являются константами. Это существенно облегчает работу регуляторов токов в осях  $(d, q)$ , которые должны поддерживать постоянные значения переменных, в отличие от значений физических переменных, меняющихся на высокой частоте по закону, близкому к синусоидальному (структуры векторного управления рассматриваются в главе 14).

### **12.7. Статические механические характеристики вентильных двигателей при управлении вектором напряжения**

Уравнения ШД/ВД в  $(d, q)$ -координатах позволяют получить ряд важных аналитических зависимостей, в том числе *статические механические характеристики вентильных двигателей*, получающих питание от инверторов напряжения.

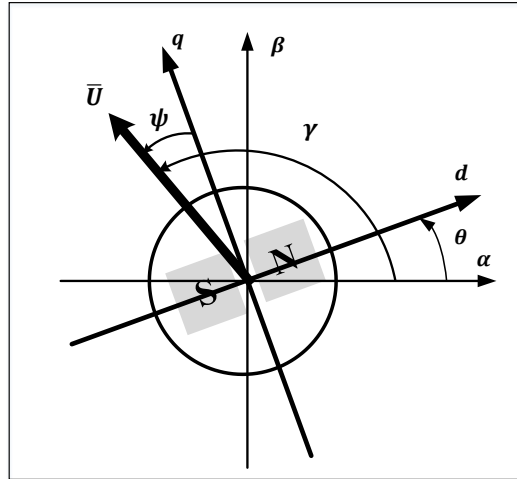


Рис. 12.6 Управление вектором напряжения в режиме вентильного двигателя

В режиме вентильного двигателя, управляемого от инвертора напряжения (рис. 12.6), пространственное положение вектора суммарного напряжения статора автоматически определяется системой управления в зависимости от текущего положения ротора на электрическом полюсном делении машины. При достаточно высоком разрешении датчика положения ротора и высоком разрешении системы управления по фазе вектора результирующего напряжения статора, алгоритм управления двигателем соответствует соотношению (12.21)

$$\gamma = \frac{\pi}{2} + \theta + \psi \quad (12.21)$$

и векторной диаграмме на рис. 12.6.

Здесь  $\psi$  – угол коммутации, то есть угол опережения фазой вектора результирующего напряжения статора поперечной оси ротора  $q$ . Нулевое значение угла  $\psi$  соответствует *нейтральной* коммутации, положительное – *опережающей*, а отрицательное – *отстающей*. Для большинства ШД/ВД для получения достаточных электромагнитных моментов обязательно требуется опережающая коммутация.

Компоненты вектора напряжения в осях  $d$  и  $q$  определяются амплитудой вектора напряжения  $u_m$  и углом коммутации:

$$\begin{cases} u_d = -u_m \sin \psi; \\ u_q = u_m \cos \psi. \end{cases} \quad (12.22)$$

*Статическая механическая характеристика* вентильного двигателя при работе от инвертора напряжения может быть получена при подстановке

соотношений (12.22) в уравнения (12.17) при условии, что производные токов  $i_d$  и  $i_q$  равны нулю (установившийся режим работы):

$$\begin{cases} -u_m \sin \psi = i_d R_s - L_s i_q \omega_{эл}; \\ u_m \cos \psi = i_q R_s + L_s i_d \omega_{эл} + \Psi_m \omega_{эл}; \\ M_{эм} = p_{п} \Psi_m i_q = M_c. \end{cases} \quad (12.23)$$

Перейдем в уравнениях (12.23) к относительным единицам, воспользовавшись введенными ранее базовыми величинами токов, напряжений и моментов (12.7), (12.8) и, заменив электрическую скорость на механическую:

$$\begin{cases} -u_m^* \sin \psi = i_d^* - T_s i_q^* p_{п} \omega_{мех}; \\ u_m^* \cos \psi = i_q^* + T_s i_d^* p_{п} \omega_{мех} + k_e p_{п} \omega_{мех}; \\ i_q^* = \mu_c. \end{cases} \quad (12.24)$$

Итак, статическая механическая характеристика ШД/ВД в режиме вентильного двигателя при питании от инвертора напряжения  $\omega_{мех}$  ( $\mu_c$ ) может быть определена из соотношений:

$$\begin{cases} -u_m^* \sin \psi = i_d^* - T_s \mu_c p_{п} \omega_{мех}; \\ u_m^* \cos \psi = \mu_c + T_s i_d^* p_{п} \omega_{мех} + k_e p_{п} \omega_{мех}. \end{cases} \quad (12.25)$$

Более удобной оказывается зависимость электромагнитного момента (равного моменту нагрузки) от механической скорости  $\mu_c$  ( $\omega_{мех}$ ), которая получается при подстановке выражения для тока  $i_d^*$  из первого уравнения в системе (12.25) во второе:

$$\mu_c = \frac{u_m^* (\cos \psi) + u_m^* (\sin \psi) T_s p_{п} \omega_{мех} - k_e p_{п} \omega_{мех}}{1 + (T_s p_{п} \omega_{мех})^2}. \quad (12.26)$$

Это и есть *уравнение статической механической характеристики вентильного двигателя*. В качестве параметров в него входят параметры собственно электрической машины  $p_{п}$ ,  $k_e$ ,  $T_s$  и два возможных управляющих воздействия:

- Амплитудное –  $u_m^*$  (амплитуда вектора напряжения);
- Фазовое  $\psi$  (угол коммутации).

## Выводы

1. Статическая механическая характеристика вентильного двигателя, а также шагового в режиме вентильного, определяется двумя управляющими воздействиями – амплитудным (амплитудой вектора напряжения) и фазовым (углом коммутации) и существенно зависит от электромагнитной постоянной времени фазы  $T_s$ . В первом квадранте по форме она напоминает гиперболу, кривизна которой тем больше, чем больше электромагнитная постоянная времени (пример см. в главе 14).
2. Только при постоянной времени фазы, близкой к нулю, механическая характеристика приближается по форме к линейной характеристике, типичной для коллекторных двигателей постоянного тока:

$$\mu_c = u_m^* (\cos\psi) - k_e p_n \omega_{\text{мех}}. \quad (12.27)$$

3. В коллекторных машинах постоянного тока, в отличие от ШД и ВД, эквивалентное число «коммутируемых фаз» равно числу коллекторных пластин и может достигать нескольких десятков. Индуктивность отдельной «фазы» пренебрежимо мала. Более того, все «фазы» соединены между собой последовательно в якорную обмотку, и переключение направления тока выполняется механическим коллектором только в одной из секций/«фаз». Именно поэтому коммутационные процессы практически не влияют на механические характеристики коллекторных машин постоянного тока. Для них (12.27) можно представить в классической форме:

$$\omega_{\text{мех}} = \frac{u_m^* (\cos\psi)}{k_e p_n} - \frac{1}{k_e p_n} \mu_c = \omega_{\text{хх}} - k_m \mu_c. \quad (12.28)$$

4. Уравнение (12.26) можно использовать для оценки возможных зон работы шаговых и вентильных электроприводов при управлении ими от преобразователей частоты с инверторами напряжения. При этом величина относительного напряжения  $u_m^*$  должна быть рассчитана с учетом падения напряжения в силовых ключах инвертора, в том числе из-за наличия в системе управления «мертвого» времени.
5. Для режима холостого хода при нейтральной коммутации ( $\Psi = 0$ ) можно оценить скорость идеального холостого хода:

$$\omega_{\text{мех хх}} = \frac{u_n^*}{k_e p_n}, \quad (12.29)$$

Она прямо пропорциональна напряжению источника питания. Для шаговых двигателей в режиме ВД скорость холостого хода невелика – ШД

проектируются в основном на работу при относительно низких скоростях в разомкнутых структурах управления.

6. Напротив, пусковой момент в этом режиме работы ( $\Psi = 0$ ), может оказаться недопустимо большим из-за значительной форсировки по напряжению, обычно существующей в ШЭП

$$\mu_c = u_{\pi}^* \quad (12.30)$$

что потребует обязательного принудительного токоограничения.

7. Из анализа (12.26) следует, что для вентильных двигателей, кроме общепринятого способа регулирования скорости изменением амплитуды вектора напряжения статора, доступен способ регулирования скорости путем изменения угла коммутации  $\psi$  (по аналогии с коллекторными двигателями постоянного тока – «сдвигом щеток с нейтрали»). Этот способ существенно уступает векторному управлению (см. в главе 14) по энергетике, но часто используется для реверса привода при установке угла коммутации равным  $\psi = -\pi$

### 12.8. Оптимальный угол коммутации. Предельная механическая характеристика

Анализ механических характеристик вентильных двигателей, получающих питание от инвертора напряжения при изменении угла коммутации, показывает, что, первая составляющая момента в числителе (12.26) падает с увеличением угла коммутации, а вторая, наоборот, – увеличивается. Следовательно, имеется такое значение угла коммутации  $\psi_{\text{опт}}$ , при котором двигатель при заданной скорости будет развивать максимально возможный при данном напряжении питания инвертора электромагнитный момент. Для определения оптимального угла коммутации достаточно продифференцировать (12.26) по переменной  $\psi$  и приравнять полученное выражение к нулю.

Получим:

$$\psi_{\text{опт}} = \arctg(T_S p_{\pi} \omega_{\text{мех}}) = \arctg(T_S \omega_{\text{эл}}) = \arctg\left(\frac{L_S \omega_{\text{эл}}}{R_S}\right). \quad (12.31)$$

Треугольник фазных сопротивлений на переменной частоте тока имеет вид (рис. 12.7):

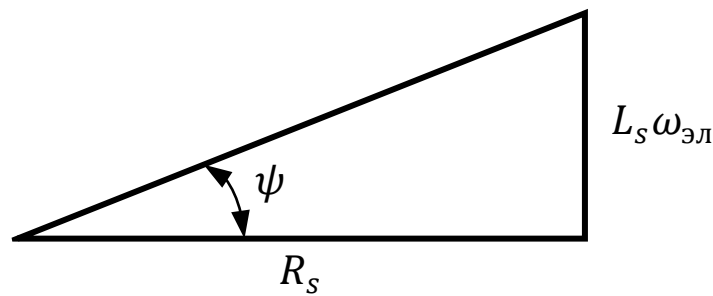


Рис. 12.7 Треугольник фазных сопротивлений ШД/ВД

Если вектор суммарного напряжения статора будет опережать поперечную ось  $q$  ротора на электрический угол, равный  $\psi_{\text{опт}}$ , то точно таким же будет отставание вектора тока в активно-индуктивной цепи от вектора напряжения. Результирующий вектор тока статора займет положение как раз вдоль оси  $q$ . Это обеспечит создание в двигателе при заданной скорости максимально возможного электромагнитного момента с учетом имеющихся в инверторе ресурсов по напряжению питания.

Подставляя значение оптимального угла коммутации в (12.26), получим уравнение предельной механической характеристики ШД/ВД:

$$\mu_c = \frac{u_m^* \sqrt{1 + (T_s p_{\text{п}} \omega_{\text{мех}})^2} - k_e p_{\text{п}} \omega_{\text{мех}}}{1 + (T_s p_{\text{п}} \omega_{\text{мех}})^2}. \quad (12.32)$$

### Выводы

1. Предельной является механическая характеристика, полученная при условии максимально полного использования напряжения источника питания. При этом инвертор напряжения находится на грани поддержания синусоидальных фазных напряжений, когда устойчивость динамических процессов не гарантируется.
2. В разомкнутых структурах управления ШД к предельной механической характеристике можно приблизиться только с использованием модулей программного разгона/торможения и только при ограничении заданных ускорений.
3. Необходимо обязательно оставлять запас по моменту не менее 30–40% по сравнению с оценкой (12.32), чтобы ШД мог втянуться в синхронизм на высоких скоростях. Этот запас должен быть тем больше, чем выше требуемые темпы изменения скорости и больше нагрузка.

### 12.9. Граничные механические характеристики ВД

*Граничной* называется зависимость механической скорости от момента нагрузки  $\omega_{\text{мех гр}}(\mu_c)$  при условии перехода инвертора тока в режим



инвертора напряжения из-за нехватки напряжения питания. Эта зависимость делит область векторного или частотно-токового управления двигателем на две части: нижнюю, в которой свойства источника момента сохраняются и верхнюю, в которой заданный момент двигателя принудительно должен быть уменьшен за счет изменения алгоритма работы системы управления.

Граничные характеристики могут быть получены из уравнений привода в  $(d, q)$ -координатах (12.17) при следующих условиях:

- 1) В установившемся режиме работы производные токов по осям  $d$  и  $q$  равны нулю;
- 2) Заданное значение электромагнитного момента в режиме векторного или частотно-токового управления все еще поддерживается при значениях токов  $i_d^* = 0, i_q^* = \mu_{set}$ .
- 3) Амплитуда вектора суммарного напряжения статора является предельной и достигает напряжения источника питания  $u_m^* = u_{\pi}^*$ .

При выполнении первых двух условий справедливо:

$$\begin{cases} u_d^* = -T_s i_q^* \omega_{эл}; \\ u_q^* = i_q^* + \Psi_m^* \omega_{эл}; \\ \mu = i_q^*. \end{cases} \quad (12.33)$$

При выполнении 3-го условия, справедливо:

$$\sqrt{(u_d^*)^2 + (u_q^*)^2} = u_{\pi}^*. \quad (12.34)$$

Подставив выражения для напряжений из (12.33) в (12.34) и решив полученное квадратное уравнение относительно момента на граничной характеристике в функции электрической скорости, получим:

$$\mu_{гр} = \frac{\sqrt{4(u_{\pi}^*)^2 \cdot [1 + (T_s \omega_{эл})^2] - 4(T_s \omega_{эл})^2 \cdot (\Psi_m^* \omega_{эл})^2 - 2(\Psi_m^* \omega_{эл})}}{2 \cdot [1 + (T_s \omega_{эл})^2]}. \quad (12.35)$$

На практике, особенно при работе с каталожными данными двигателей, удобнее иметь дело не с электрической, а с механической скоростью:

$$\omega_{эл} \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right] = \frac{p_{\pi} \pi}{30} n_{\text{мех}} \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right]. \quad (12.36)$$

Электрическая скорость холостого хода на граничной характеристике соответствует электрической скорости холостого хода на механической характеристике ВД при нулевом угле коммутации ( $\psi = 0$ ):

$$\omega_{эл \text{ хх гр}} = \omega_{эл \text{ хх нейт ком}} = \frac{u_{\pi}^*}{k_e} = \frac{u_{\pi}^*}{\Psi_m^*}. \quad (12.37)$$

Она определяется только напряжением питания инвертора и относительным значением потокосцепления магнита ротора: при холостом ходе потери напряжения в активно-индуктивном сопротивлении фаз отсутствуют. Оценка (12.37) может использоваться как самая оптимистическая для граничной механической характеристики. С ростом нагрузки граничная скорость перехода инвертора напряжения в режим инвертора тока будет падать.

### **Выводы по главе**

1. Упрощенная модель ШД/ВД с питанием от инвертора тока является основой для исследования типовых структур управления и режимов работы сервоприводов с любой структурой системы управления.
2. Аналитические выражения для статических механических характеристик ВД при питании от инвертора напряжения, а также граничные и предельные механические характеристики позволяют исключительно по каталожным данным двигателей быстро оценить скоростные возможности привода в зависимости от предполагаемой нагрузки.

### **Контрольные вопросы**

1. Какой из параметров инвертора тока (напряжение в ЗПТ или ширина токового коридора) является определяющим при оценке возможного скоростного диапазона шагового/вентильного привода?
2. Имеется ли запас устойчивости при работе ШД/ВД на предельной механической характеристике?
3. С помощью каких устройств в разомкнутой структуре управления ШД можно «приблизиться» к предельной механической характеристике?
4. Можно ли считать предельную механическую характеристику общей для шагового двигателя в разомкнутой структуре управления и в режиме вентильного двигателя?
5. Какие условия изменяются в приводе при достижении граничной механической характеристики?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 13. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШАГОВЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

|   |     |
|---|-----|
| 13.1. Основные понятия .....  | 307 |
| 13.2. Представление динамических характеристик в каталогах производителей шаговых двигателей .....                            | 309 |
| 13.3. Пример динамических характеристик серийного ШД .....  | 310 |
| 13.4. Расчет параметров исполнительного двигателя для компьютерной модели .....   | 315 |
| 13.5. Компьютерная модель шагового привода для исследования зависимости частоты/скорости приемистости от нагрузки .....       | 316 |
| 13.6. Исследование зависимостей частоты приемистости (скорости приемистости) от момента нагрузки на компьютерной модели ..... | 317 |
| 13.7. Работа разомкнутого ШЭП в зоне высоких скоростей. Предельные динамические характеристики.....                           | 320 |
| 13.8. Механические характеристики ШД/ВД при управлении углом коммутации .....   | 323 |
| 13.8.1. Расчетные соотношения .....   | 323 |
| 13.8.2. Механические характеристики ШД в вентильном режиме работы .....   | 325 |

### 13.1. Основные понятия

В этой главе мы будем рассматривать режимы работы и возможности шаговых двигателей, имея в виду, что ШД работают как в разомкнутых, так и в замкнутых по положению структурах управления – в режимах вентильных двигателей (ВД), поэтому полученные в главе 12 оценки предельных механических характеристик будут использоваться для обеих систем.

Шаговый электропривод всегда работает в динамических режимах. Для него понятие статической механической характеристики является условным. Речь может идти только о зависимости средней механической скорости от момента нагрузки. Как и для любой синхронной машины, средняя скорость ШД определяется только частотой управления (заданием скорости) и величиной шага (целого или дробного):

$$\omega_{\text{мех ср}} = f_y \cdot \alpha_{\text{мех}}. \quad (13.1)$$

Средняя скорость не зависит от величины нагрузки до момента потери приводом устойчивости.

В теории электропривода под *динамической механической характеристикой* понимают зависимость мгновенной механической

скорости вращения ротора от мгновенного значения электромагнитного момента двигателя  $\omega_{\text{мех}}(M_{\text{эм}})$  при работе в заданном режиме с заданными величинами статической  $M_c$  и инерционной  $J_{\Sigma}$  нагрузки при использовании конкретного силового преобразователя с его конкретной системой управления. Чаще всего в качестве тестового режима при этом выбирается пуск двигателя на заданную скорость при заданной нагрузке. Естественно, что такие же понятия справедливы и для замкнутых по положению вентильных приводов и шаговых двигателей в режиме ВД.

Для разомкнутого шагового привода ввиду его особенностей различают два типа *динамических характеристик*:

1. Зависимость частоты/скорости приемистости от нагрузки;
2. Зависимость максимально возможной (предельной) частоты/скорости от нагрузки.

При использовании относительных единиц эти зависимости представляются в виде:

$$\begin{cases} f_{y \text{ пр}}(\mu_c \text{ доп}) \text{ или } \omega_{\text{пр}}(\mu_c \text{ доп}); \\ f_{y \text{ макс}}(\mu_c \text{ доп}) \text{ или } \omega_{\text{макс}}(\mu_c \text{ доп}). \end{cases} \quad (13.2)$$

Первая зависимость определяет *диапазон низких частот управления/скоростей*, в котором разомкнутый шаговый привод может работать без каких-либо ограничений на частоту управления, в том числе при любых мгновенных приращениях частоты управления, не превышающих частоту приемистости. Устойчивость полностью гарантируется, если нагрузка не превысит допустимую.

Вторая зависимость определяет предельные скоростные возможности шагового электропривода (*диапазон максимально возможных частот управления/скоростей*), доступные исключительно при наличии средств программного разгона–торможения и ограничении темпа изменения управляющей частоты/задания скорости. Устойчивость также гарантируется, если нагрузка не превысит допустимую. Особенно отметим, что с ростом рабочей скорости допустимый момент нагрузки быстро падает.

Особенность шагового электропривода в том, что его динамические характеристики существенным образом зависят от: типа блока управления; структуры и параметров системы управления; типа инвертора (напряжения или тока); уровня напряжения питания. Последний параметр (напряжение питания инвертора) часто является определяющим.

В учебниках по электрическим машинам и в каталогах производителей двигателей зависимости типа (13.2) часто представляются в «перевернутых» координат, например, так:  $M_{с\ доп}(\omega_{пр})$  или  $M_{с\ доп}(f_y)$ , где  $f_y$  – частота управляющих импульсов, поступающих на вход блока управления ШД. Имея эту зависимость и, зная желаемый скоростной диапазон (максимальную частоту управления или максимальную среднюю скорость), можно оценить допустимый момент нагрузки на валу ШД, при котором работа привода возможна без потери устойчивости.

Точные динамические характеристики ШД могут быть получены экспериментально в реальной схеме включения с конкретным типом силового преобразователя с его собственной системой управления и реальным источником питания. Приближенные динамические характеристики можно оценить при исследовании компьютерной модели с каталожными параметрами исполнительного двигателя, если, по крайней мере, известен уровень напряжения питания инвертора.

### 13.2. Представление динамических характеристик в каталогах производителей шаговых двигателей

В каталогах ведущих производителей шаговых двигателей приводятся характеристики «Скорость – Допустимый момент нагрузки» (Speed – Torque), форма которых близка к показанной на рис. 13.1.

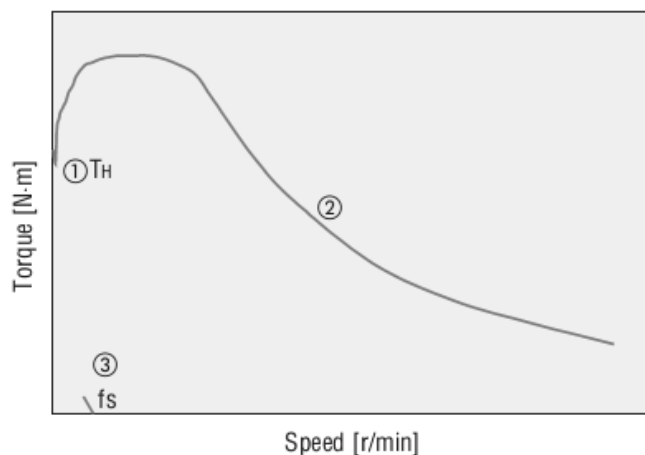


Рис. 13.1 Форма каталожных динамических характеристик ШД

Нижняя характеристика 3, помеченная символом « $f_s$ » задает зависимость частоты приемистости (скорости приемистости) от момента нагрузки, а верхняя 2 – зависимость предельной скорости от момента нагрузки. Характеристики приводятся, если не оговорено особо, для суммарного момента инерции, равного моменту инерции ротора двигателя (без учета момента инерции присоединенной нагрузки).

Точка 1 соответствует значению максимального удерживающего момента (Maximum Holding Torque –  $T_H$ ) – максимальному значению статического синхронизирующего момента при номинальном токе фазы  $M_{\text{синх max}}$ . Это максимальный момент, который может развивать двигатель, не перегреваясь, при включении одной из фаз с номинальным током.

Если двигатель допускает работу в режиме парной коммутации, то вектор результирующего тока статора и, соответственно, электромагнитный момент при пуске будет в  $\sqrt{2}$  раз больше удерживающего момента, что и показано на предельной динамической характеристике: при пуске из состояния фиксации момент двигателя увеличивается до значения  $\sqrt{2} M_{\text{синх max}}$ . Напротив, если номинальным режимом коммутации является не парная, а одиночная коммутация фаз, то максимальный момент на предельной характеристике остается равным  $M_{\text{синх max}}$ . Так будет и в режиме микрошагового управления, когда номинальное значение результирующего вектора тока статора равно номинальному фазному току.

В редких случаях в каталогах содержится не только зависимость частоты приемистости при пуске от момента статической нагрузки, но и зависимости максимальной частоты торможения и реверса от нагрузки. Если они отсутствуют, то допустимые частоты торможения и реверса оцениваются с некоторым запасом (на 10–20 % ниже) частоты приемистости.

Производители мирового уровня могут сопровождать динамические характеристики ШД дополнительными номограммами, которые позволяют скорректировать зависимость частоты приемистости от момента инерции нагрузки.

### **13.3. Пример динамических характеристик серийного ШД**

Выберем для сравнения теоретических соотношений и рекомендаций с экспериментальными данными, приведенными в каталоге, шаговый двигатель одного из известных мировых производителей – фирмы ORIENTAL MOTOR.

В линейке *гибридных шаговых двигателей* компании имеется широкий спектр *стандартных* и *высокомоментных* (high-torque) ШД с конструктивным шагом  $1.8^\circ$ ; шаговых двигателей *повышенного разрешения* с шагом  $0.9^\circ$ ; двигателей *со встроенными редукторами* (с коэффициентами редукции 1:5; 1:10; 1:36); *со встроенными датчиками положения ротора* с разрешением 200 или 400 импульсов на оборот, соответствующим величине конструктивного шага. Выпускаются также *актуаторы*: шаговые двигатели

со встроенной передачей винт-гайка для механизмов поступательного движения.

Двигатели имеют стандартные размеры фланца 28; 35; 42; 56,4; 60; 85 мм. Диапазон максимальных синхронизирующих моментов – от 0,065 до 6,6 Н·м (100-кратный). Конструкция максимально адаптирована для применения в робототехнике и станкостроении (рис. 13.2).



Рис. 13.2 Внешний вид серии ШД фирмы ORIENTAL MOTOR

Удельный момент двигателей стандартной серии 1,75 Н·м/кг, а высокомоментных двигателей 2,1 Н·м/кг, что является одним из лучших показателей в отрасли.

Для всех типов двигателей фирма поставляет готовые блоки управления (*драйверы ШД*), позволяющие в широких пределах регулировать коэффициент дробления шага (с помощью наборных переключателей на блоке): 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128.

При коэффициенте дробления 1 получаем 200 шагов на оборот (при конструктивном шаге  $1,8^\circ$ ), при коэффициенте дробления 128 –  $200 \cdot 128 = 25600$  микрошагов на оборот (дробный шаг  $0.0140625^\circ$ ), что позволяет применять ШД в прецизионных системах управления положением рабочего органа разных механизмов.

Для существенного расширения скоростного диапазона напряжение питания драйверов ШД расширено до 75 В постоянного тока.

Драйверы ШД этой фирмы имеют дополнительные возможности:

1. Встроенный *интерполятор целых шагов в дробные*, что позволяет при сохранении стандартного интерфейса с системами управления верхнего

уровня улучшить качество обработки целых шагов с уменьшением уровня вибраций примерно в 4 раза.

2. Встроенная коррекция третьей гармоники (ее величина примерно 4 %) в моменте гибридного ШД – *калибровка электрических состояний* с целью линеаризации двигателя – уменьшения пульсаций момента, шумов и вибраций в зоне низких скоростей (до 100 об/мин) в 2 раза.
3. Встроенная функция дополнительного *электрического демпфирования колебаний* в разомкнутых структурах управления, позволяющая отказаться от использования внешних механических демпферов.

Возьмем для дальнейшего исследования двигатель PK268 DA из серии *стандартных*, предназначенный для широкого класса применений. Назовём его «опытным» и покажем, что теоретические оценки, приведенные в книге, близки к реальным экспериментальным данным (каталожным).

### Маркировка двигателя

Некоторые параметры двигателя можно узнать непосредственно из его маркировки. К сожалению, все производители имеют собственную маркировку и унифицированных правил маркировки ШД не существует.

В нашем случае маркировка ШД означает следующее (табл. 13.1):

Таблица 13.1 Маркировка двигателя PK268 DA

| PK         | 2                   | 6             | 8   | D                    | A                               |
|------------|---------------------|---------------|---|----------------------|---------------------------------|
| Тип серии: | Число фаз:<br>$m=2$ | Тип фланца б: | Тип корпуса 8:<br>цилиндрический<br>$L=76$ мм | Число выводов фаз: 4 | Тип вала:<br>одно-<br>сторонний |
| PK         |                     | 56,4/60 мм    |   |                      |                                 |

Как видим, двигатель двухфазный с изолированными выводами фаз и односторонним выходом вала.

### Параметры двигателя

Таблица параметров содержит следующие данные:

- 1) Тип подключения к инвертору (Connection Type) – Биполярное (Bipolar);
- 2) Удерживающий момент (Holding Torque) –  $M_{\text{синх max}} = 1,75$  Н·м;
- 3) Фазный ток (Current per Phase) –  $I_{\text{ф ном}} = 4,2$  А;
- 4) Сопротивление фазы (Resistance per Phase) – 0,5 Ом;
- 5) Фазное напряжение при номинальном токе (Voltage) –  $U_{\text{ф ном}} = 2,1$  В;
- 6) Индуктивность фазы (Inductance per Phase) – 1,6 мГн;
- 7) Момент инерции ротора (Rotor Inertia) –  $480 \times 10^{-7}$  кг·м<sup>2</sup>;
- 8) Вес двигателя 1 кг.



Указаны стандартные параметры, смысл которых не требует комментариев. Обратите внимание на номинальное фазное напряжение. Оно на порядок меньше рекомендуемого напряжения питания инвертора (24 или 48 В). Это означает, что для полного использования ШД по скорости необходима значительная форсировка, требующая использования в блоке управления ШД качественного инвертора тока. Удельный момент двигателя весьма высок – 1,75 Н·м/кг.

### Динамические характеристики двигателя

В каталоге фирмы (рис. 13.3) представлены реальные динамические характеристики ШД для двух уровней напряжения питания 24 и 48 В, полученные экспериментально при нулевом значении момента инерции нагрузки и питании двигателя от инвертора тока с поддержанием фазного тока на уровне 4,2 А. Шкала скорости двоякая: указана механическая скорость  $n_{\text{мех}}$  [об/мин] и частота управления, соответствующая целым шагам  $f_{\text{у цел}}$  [кГц].

### PK268DA/PK268DB Bipolar

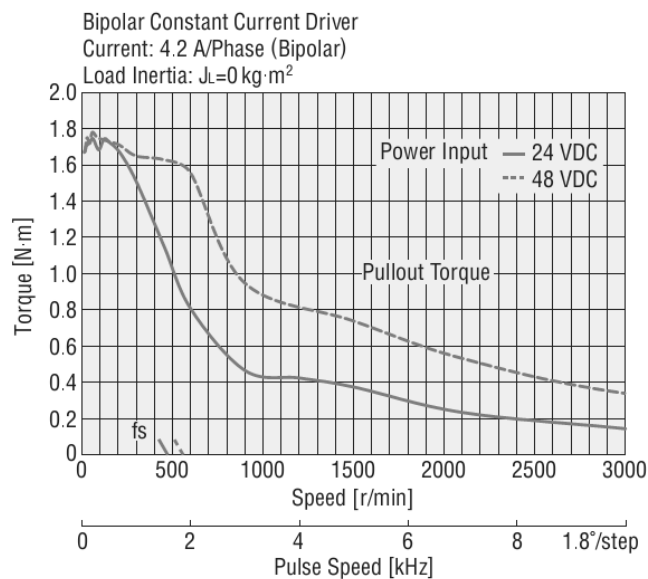


Рис. 13.3 Паспортные динамические характеристики ШД PK268 DA

Скорость и частота в целых шагах для данного двигателя связаны соотношением:

$$n \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right] = f_{\text{у цел}} [\text{кГц}] \cdot 1000 \cdot \alpha_{\text{цел}} [\text{град}] \cdot \frac{60}{360} = 300 \cdot f_{\text{у цел}} [\text{кГц}]. \quad (13.3)$$

Например, частоте управляющих импульсов 5 кГц соответствует механическая скорость вращения ротора 1500 об/мин, а максимальной

частоте управления в разомкнутой структуре 10 кГц – механическая скорость ротора 3000 об/мин.

### **Комментарии**

1. Максимальный допустимый момент на предельной характеристике соответствует значению удерживающего момента. Это означает: драйвер ШД в зоне низких частот управления работает в режиме одиночной коммутации и/или электрического дробления шага с амплитудой суммарного вектора тока статора, равной номинальному фазному току.
2. Представленные на рис. 13.3 динамические характеристики получены с учетом всех возможностей драйверов ШД, выпускаемых фирмой, в том числе: электрического дробления шага и предварительной калибровки электрических состояний.

### **Вывод**

Каталожные динамические характеристики ШД позволяют оценить возможную зону устойчивой работы разомкнутого ШЭП при известной статической нагрузке в двух режимах: на частотах до приемистости и в режиме программного разгона/торможения. Для данного ШД зона допустимой работы в разомкнутой структуре с программным разгоном/торможением (до 3000 об/мин) в 6 раз шире зоны работы на частотах управления до приемистости (на скоростях до 500 об/мин).

Как быть, если в каталогах не приведены динамические характеристики ШД? Часто указывается только значение частоты приемистости в целых шагах. В этом случае возможны варианты:

- 1) Зона предельно допустимых скоростей в разомкнутой и замкнутой структурах управления принимается примерно равной 4–5 значениям скоростей приемистости, а допустимый момент нагрузки ограничивается на уровне не более 40–50 % от максимального синхронизирующего момента;
- 2) На основе известных параметров ШД проектировщик уточняет параметры компьютерной модели привода, исследует модель, прогнозируя ожидаемые динамические характеристики и после этого дает заключение о возможности использования двигателя в конкретном проекте.

Рассмотрим особенности второго подхода более подробно.

### 13.4. Расчет параметров исполнительного двигателя для компьютерной модели

В главе 12 были получены математические модели ШД/ВД как в физических  $(\alpha, \beta)$ , так и в  $(d, q)$ -координатах и выведен ряд аналитических зависимостей, в том числе статических и предельных механических характеристик двигателя (в вентильном режиме работы или режиме автокоммутации). Получим модель привода на примере выбранного нами образца ШД и сделаем прогноз его динамических характеристик, исследуя компьютерную модель.

Напомним, что математические модели в главе 12 не учитывают наличия в гибридных двигателях фиксирующего момента, связанного с двойным пересечением воздушного зазора полем магнита ротора (его величина – не более нескольких процентов от максимального синхронизирующего момента), а также наличия высших гармоник в кривой момента при синусоидальном управлении токами (не более 3–4%). В качестве инвертора тока в компьютерной модели используем простейший инвертор тока с релейными регуляторами токов фаз без ограничения возможной частоты ШИМ. Будем считать силовые ключи идеальными – пренебрежем статическими и динамическими потерями в них.

Тем не менее, даже при таком обширном списке допущений, мы надеемся получить оценки динамических характеристик ШД, близкие к экспериментальным данным.

#### *Производные параметры шагового двигателя PK268 DA*

На основе данных, приведенных в каталоге, определяем дополнительные параметры, необходимые для построения компьютерной модели:

- 1) Число тактов в режиме симметричной коммутации фаз (при работе с целым шагом в режиме одиночной или парной биполярной коммутации)  
 $n_{эл} = 4$ ;
- 2) Целый конструктивный электрический шаг:  $\alpha_{ц\ эл} = 360/4 = 90$  эл. град;
- 3) Число целых шагов на механический оборот  $360/1,8 = 200$ ;
- 4) Число зубцов ротора, эквивалентное числу пар полюсов  
 $z_r = p_n = 200/4 = 50$ ;
- 5) Максимальное потокосцепление постоянного магнита с фазой статора:

$$\Psi_m = \frac{M_{баз}}{p_n I_{баз}} = \frac{1,75}{50 \cdot 4,2} = 0,00833 \text{ [В} \cdot \text{с]}.$$

- 6) Электромагнитная постоянная времени фазы:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 3,2 \text{ [мс]}.$$

7) Коэффициент передачи по электрической скорости:

$$k_e = \frac{\Psi_m}{U_{\text{баз}}} = \frac{0,00833}{2,1} = 0,00397 \left[ \frac{\text{с}}{\text{рад}} \right].$$

8) Коэффициент передачи от относительного динамического момента к механическому ускорению (без учета момента инерции присоединенной нагрузки):

$$k_{\text{мех}} = \frac{M_{\text{баз}}}{J_{\Sigma}} = \frac{1,75}{480 \times 10^{-7}} = 3,646 \cdot 10^4 \text{ [1/с}^2\text{]}.$$

9) В соответствии с каталожными динамическими характеристиками максимальная скорость двигателя 3000 об/мин (314 рад/с) – рис. 13.3. Примем, что на максимальной скорости момент суммарного вязкого трения не превышает 10 % от максимального синхронизирующего момента. Тогда коэффициент суммарного вязкого трения:

$$k_{\text{вт эл}} = \frac{M_{\text{баз}} \cdot 0,1}{\omega_{\text{мех}} \cdot p_{\text{п}}} = \frac{0,175}{(314) \cdot 50} = 0,222e^{-4} \text{ [(Н·м) · с]},$$

или применительно к относительному значению момента:

$$k_{\text{вт эл}}^* = \frac{0,222e^{-4}}{1,75} = 0,127e^{-4} \text{ [с]}.$$

10) Относительные значения напряжения питания инвертора без учета потерь в силовых ключах:

- Для  $U_{\text{п}} = 24 \text{ В}$        $u_{\text{п}}^* = 24/2,1 = 11,43;$
- Для  $U_{\text{п}} = 48 \text{ В}$        $u_{\text{п}}^* = 48/2,1 = 22,86.$

### 13.5. Компьютерная модель шагового привода для исследования зависимости частоты/скорости приемистости от нагрузки

Используем модель шагового двигателя, управляемого от инвертора тока с релейными регуляторами фазных токов, рассмотренную в главе 12. Относительные значения напряжений питания для двух уровней напряжения, рекомендуемых производителем двигателя, указаны выше. Ширину токового коридора будем задавать в диапазоне  $\Delta i^* = \pm 0,02 \dots \pm 0,01$

В качестве управляющего устройства выберем модель системы управления, имитирующую работу распределителя импульсов в режимах симметричной одиночной или парной биполярной коммутации, а также электрического дробления шага с любым заданным коэффициентом дробления шага, описанную в главе 12. Ее главная особенность – возможность задания требуемой выходной частоты токов статора/скорости

при любом заданном коэффициенте дробления шага, в том числе при идеальном синусоидальном управлении токами (при бесконечно большом коэффициенте дробления).

### 13.6. Исследование зависимостей частоты приемистости (скорости приемистости) от момента нагрузки на компьютерной модели

Напомним, что частота приемистости прямо пропорциональна коэффициенту дробления шага, а скорость приемистости мало зависит от коэффициента дробления шага и лишь незначительно увеличивается с его ростом. Поэтому, в каталогах ШД обычно приводится значение скорости приемистости и соответствующее ему значение частоты приемистости при работе с целым шагом (рис. 13.3). Выбранная нами модель управляющего устройства требует задания в качестве параметра выходной частоты фазных токов. Этот параметр будет определять и частоту управляющих импульсов в целых шагах и выходную среднюю механическую скорость привода:

$$\begin{cases} f_{\text{у цел шаг}} = n_{\text{эл}} \cdot f_{\text{токов фаз}} = 4 \cdot f_{\text{токов фаз}}; \\ n_{\text{мех ср}} \left[ \frac{\text{об}}{\text{мин}} \right] = 0,3 \cdot 4 \cdot f_{\text{токов фаз}} [\text{Гц}] = 1,2 \cdot f_{\text{токов фаз}} [\text{Гц}]. \end{cases} \quad (13.4)$$

Порядок проведения эксперимента на компьютерной модели:

- 1) Задается коэффициент дробления шага, для которого будет определена зависимость скорости приемистости от относительного момента нагрузки  $n_{\text{мех пр}}(\mu_c)$ .
- 2) Задается уровень напряжения питания инверторов токов фаз и величина зоны нечувствительности релейных регуляторов тока.
- 3) Задается величина и характер нагрузки (активная или реактивная).
- 4) Выполняется пуск двигателя «с места» на заданной частоте токов фаз. Если двигатель втягивается в синхронизм, частота токов увеличивается, и опыт повторяется.
- 5) Определяется максимальная частота токов на границе выпадения двигателя из синхронизма, на основе которой определяется скорость приемистости и частота приемистости в целых шагах (13.4).
- 6) Характеристики приемистости снимаются для заданных уровней напряжения питания инвертора и заданных коэффициентов дробления шага.

Пример динамической характеристики ШД при пуске на скорость, близкую к скорости приемистости (297,6 об/мин) при реактивной нагрузке  $\mu_c=0,5$ , напряжении питания инвертора тока 24 В и зоне нечувствительности релейных регуляторов тока  $\pm 0,02$ , показан на рис. 13.4. На фазовом портрете:

по оси X – относительный электромагнитный момент; по оси Y – механическая скорость в об/мин. Двигатель втягивается в синхронизм (рис. 13.4)

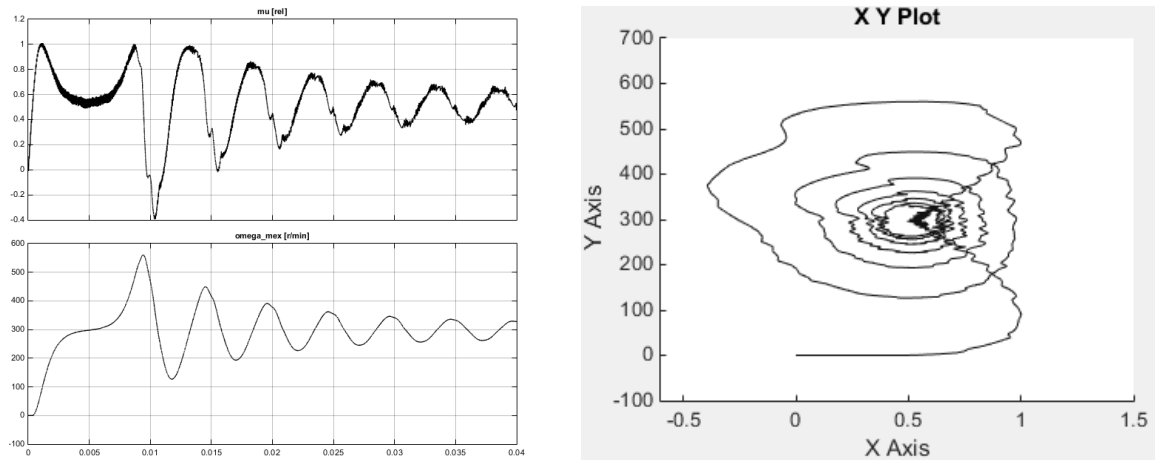


Рис. 13.4 Пуск ШД на скорость 297,6 об/мин при нагрузке  $\mu_c = 0,5$ , коэффициенте дробления шага 16 и напряжении питания инвертора 24 В

При превышении частоты приемистости ШД выпадает из синхронизма (рис. 13.5).

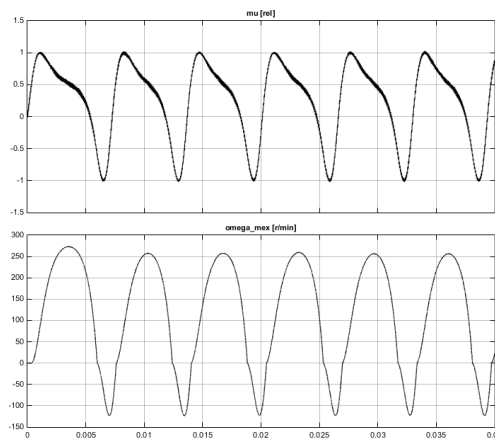


Рис. 13.5 Пуск ШД на скорость, превышающую скорость приемистости (299 об/мин) при нагрузке  $\mu_c = 0,5$  (выпадение двигателя из синхронизма)

Зависимости скорости приемистости от нагрузки и коэффициента электрического дробления шага, полученные при исследовании компьютерной модели, представлены на рис. 13.6.

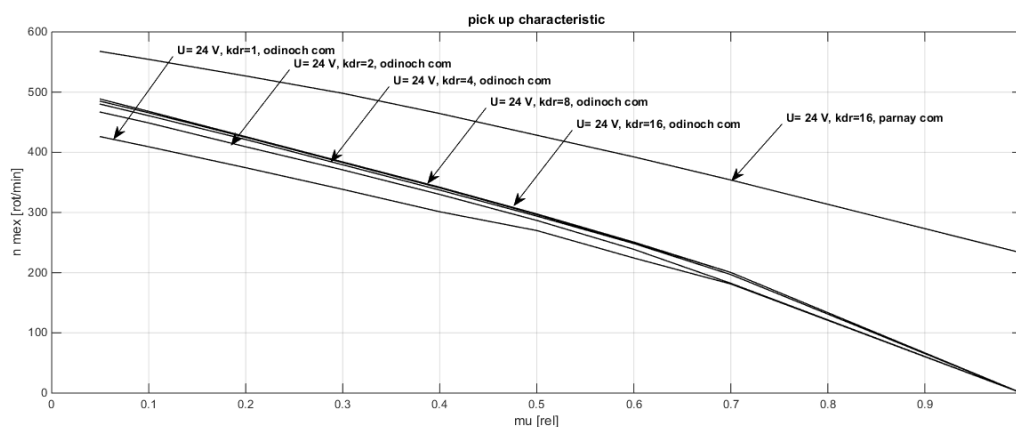


Рис. 13.6 Зависимости скорости приемистости от нагрузки и степени дробления шага

## Выводы

- 1) Модель ШД с релейными регуляторами токов фаз и системой микрошагового управления позволяет достаточно точно предсказывать скорость и частоту приемистости по паспортным данным ШД (сравни с рис. 13.3).
- 2) При достаточном запасе по напряжению питания его величина (в нашем случае 24 В или 48 В) практически не сказывается на значениях скорости приемистости, так как в зоне низких скоростей инвертор полностью сохраняет свойства инвертора тока.
- 3) Зависимости скорости приемистости от нагрузки практически линейные до моментов нагрузки  $\mu_c = 0,5 \dots 0,6$ . При нагрузке, близкой к максимальному синхронизирующему моменту, где  $\mu_c = 1$ , скорость приемистости равна нулю. Привод не работоспособен.
- 4) При выборе шагового двигателя для работы в зоне низких частот (до приемистости) рекомендуется не превышать относительную нагрузку  $0,5 \dots 0,6$ . При этом всегда сохраняется необходимый запас по моменту для втягивания двигателя в синхронизм.
- 5) Скорость приемистости при больших коэффициентах дробления шага (выше 4), практически не меняется. Работа с большими коэффициентами дробления шага целесообразна лишь с точки зрения повышения разрешения шагового привода по положению, а также уменьшения пульсаций скорости и механических вибраций.
- 6) При переходе от одиночной к парной коммутации скорость приемистости заметно возрастает. Поэтому, в зоне низких скоростей рекомендуется работа ШЭП в режиме парной коммутации для более полного использования двухфазного двигателя по моменту и скорости, если тепловая перегрузка ШД в этом режиме исключена.

### 13.7. Работа разомкнутого ШЭП в зоне высоких скоростей. Предельные динамические характеристики

Предельные механические характеристики позволяют оценить максимально возможные скоростные возможности привода при заданной нагрузке. Теоретически максимально достижимые скорости можно оценить при работе двигателя в режиме вентильного при оптимальном значении угла коммутации (см. главу 12). Если ШД работает в разомкнутой структуре с программированием разгона/торможения, то аналитическую оценку предельной скорости дать трудно, так как для исключения выпадения ШД из синхронизма необходим некоторый запас по моменту. Устойчивость разомкнутого привода зависит от уровня колебаний скорости, а она, в свою очередь, от множества факторов: степени дробления шага, темпа изменения управляющей частоты, наличия дополнительного внутреннего и внешнего демпфирования и т.д.

Приемлемые для практики оценки максимально допустимых скоростей можно получить на модели ШЭП с релейным инвертором тока, дополненной *задатчиком интенсивности – генератором траектории разгона*. В простейшем случае это может быть генератор с фиксированным темпом увеличения частоты управления (линейная траектория разгона), в более сложном – с экспоненциальной траекторией разгона. Компьютерная модель представлена на рис. 13.7. В любом случае, предполагается мгновенный пуск двигателя на скорость, меньшую скорости приемистости (при данной нагрузке), и уже с нее дальнейшее увеличение скорости.

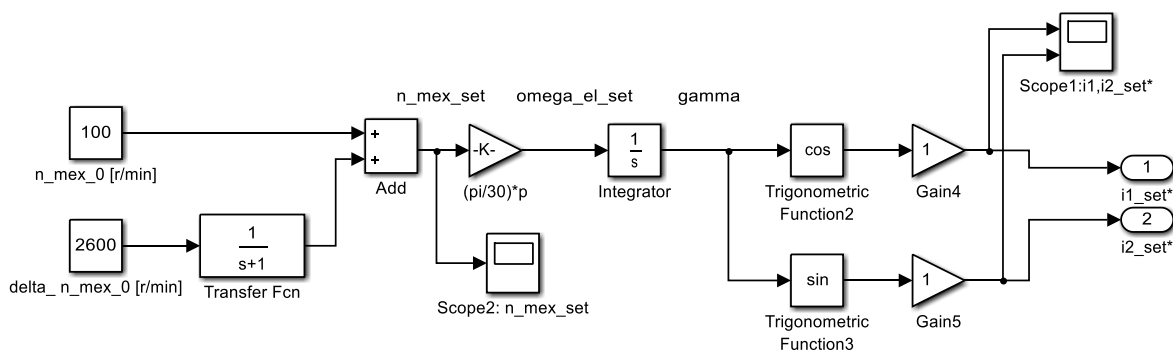


Рис. 13.7 Модель экспоненциального задатчика скорости

#### Комментарий

- 1) Задается начальная механическая скорость, которая не должна превышать скорость приемистости при данной нагрузке.
- 2) Начальная скорость увеличивается со скорости приемистости экспоненциально с некоторой постоянной времени.



- 3) Заданная механическая скорость преобразуется в заданную электрическую скорость и поступает на интегратор для получения заданного значения фазы вектора суммарного тока статора.
- 4) Фазовое управляющее воздействие преобразуется в заданные относительные величины токов фаз и поступает в подсистему ШД с релейным инвертором тока.

Пример программного разгона «опытного» двигателя с двумя значениями реактивной нагрузки до момента выпадения ШД из синхронизма (до предельно допустимой скорости) показан на рис. 13.8.

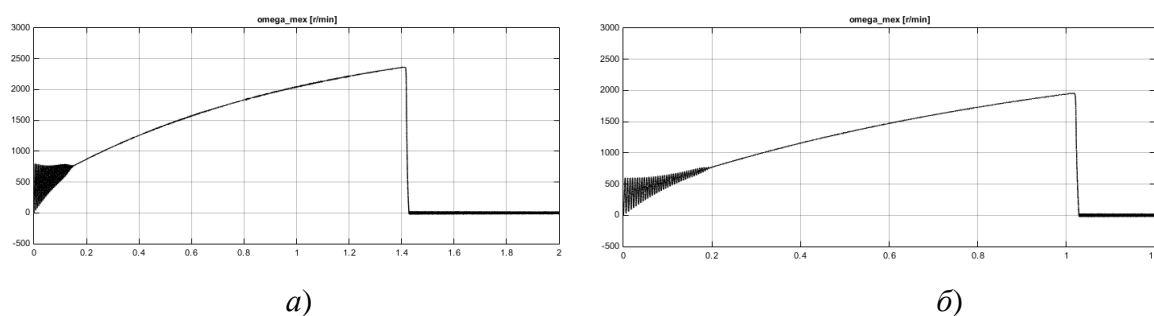


Рис. 13.8 Программный разгон двигателя при напряжении питания 48 В со скорости приемистости до момента выпадения из синхронизма при моменте реактивной нагрузки: *a* –  $\mu_c = 0,2$ ; *б* –  $\mu_c = 0,4$

Видно, что начальная скорость меньше скорости приемистости, и двигатель втягивается в синхронизм, продолжая разгоняться. По мере увеличения скорости динамическая ошибка в какой-то момент времени превышает допустимую ошибку, и наступает сбой – выпадение из синхронизма. Эту скорость можно рассматривать как предельную в разомкнутой структуре управления при данной нагрузке.

Если воспользоваться уравнением для оценки предельной механической характеристики

$$\mu_c = \frac{u_m^* \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{30} T_s p_{\Pi} n_{\text{мех}}\right)^2} - \frac{\pi}{30} k_e p_{\Pi} n_{\text{мех}}}{1 + \left(\frac{\pi}{30} T_s p_{\Pi} n_{\text{мех}}\right)^2}, \quad (13.5)$$

то эта оценка будет сильно завышенной (рис. 13.9). Во-первых, формула (13.5) получена при работе двигателя в режиме вентильного двигателя практически на границе устойчивости. Во-вторых, работа ШД в разомкнутой структуре управления требует обязательного резерва по моменту из-за колебательного характера движения и возможного приближения мгновенной динамической ошибки к предельным значениям.

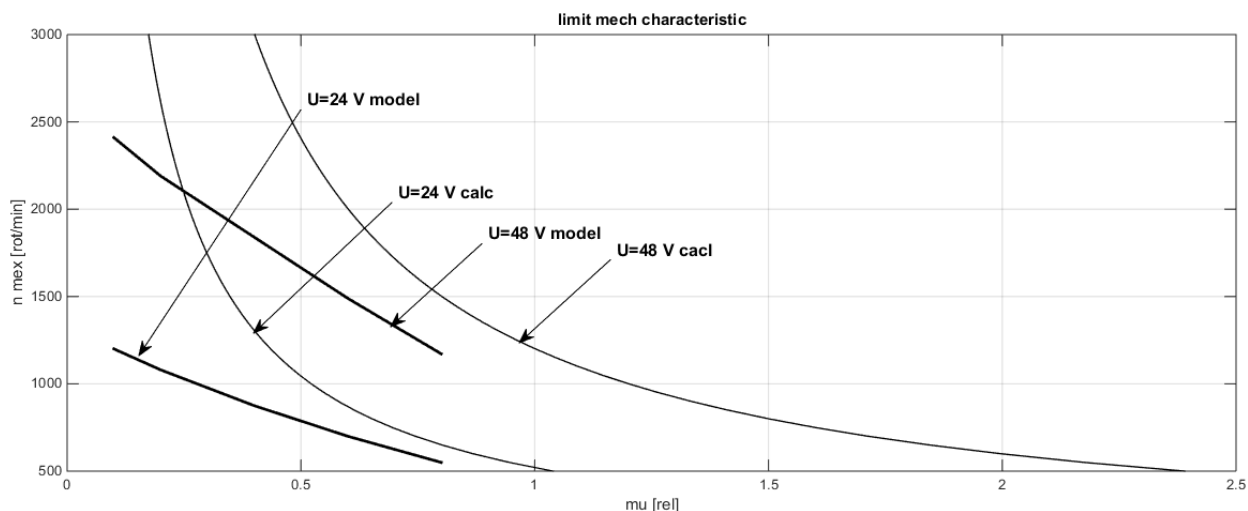


Рис. 13.9 Оценка максимальных скоростных возможностей ШД в зависимости от нагрузки в зоне программного разгона/торможения: calc – прогноз; model – результаты исследования модели

## Выводы и рекомендации

1. Сравнение теоретических оценок максимально допустимых скоростей в функции нагрузки с экспериментальными предельными характеристиками, указанными в каталоге двигателя (рис. 13.3), показывает, что теоретические оценки могут быть лишь приблизительными. Тем не менее, они пригодны для грубой оценки возможной зоны работы ШД при скоростях выше скорости приемистости в режиме программного разгона/торможения.
2. Работа ШД в зоне высоких скоростей (выше скорости приемистости) в разомкнутой структуре управления требует обязательного наличия блока программного разгона/торможения.
3. Для большинства серийных ШД гибридного типа с максимальными синхронизирующими моментами в диапазоне 0,08...8 Нм (100-кратный диапазон) скорость приемистости составляет 800...300 об/мин (частота приемистости в целых шагах 2,5...1 кГц). При этом большие значения соответствуют двигателям меньшего габарита (с меньшим значением синхронизирующего момента).
4. Чем больше габарит ШД (синхронизирующий момент), тем меньше кратность допустимой максимальной скорости по отношению к скорости приемистости: 10→2. Максимально допустимые скорости, при которых двигатель еще не выпадает из синхронизма, снижаются с 8000 до 600 об/мин. Соответственно, уменьшается и допустимая зона высоких скоростей при работе с программным разгоном/торможением.
5. При переходе в зону высоких скоростей (выше скорости приемистости) допустимый момент нагрузки быстро падает и составляет на

предельных скоростях 0,05...01 от статического синхронизирующего момента. Этот режим рекомендуется использовать только для быстрого обратного хода привода с минимальной нагрузкой, например, для отвода инструмента в исходную позицию в станках и роботах.

### 13.8. Механические характеристики ШД/ВД при управлении углом коммутации

#### 13.8.1. Расчетные соотношения

На современном этапе развития шагового и вентильного электропривода прямое управление углом коммутации  $\psi_u$  (опережения вектором напряжения поперечной оси ротора  $q$ ) используется крайне редко. Причина: инверторы напряжения заменяются инверторами тока с большими коэффициентами форсировки (до 20 и более) для качественного управления электромагнитным моментом двигателя в широком диапазоне скоростей. При этом система управления выполняет ориентацию в пространстве не вектора результирующего напряжения статора, а вектора результирующего тока статора:

$$\gamma_u = \theta + \frac{\pi}{2} + \psi_u \Rightarrow \gamma_i = \theta + \frac{\pi}{2} + \psi_i. \quad (13.6)$$

Тем не менее, для мощных вентильных приводов, где еще применяются инверторы напряжения, а также для оценки теоретически возможных зон работы вентильных приводов имеет смысл рассмотреть статические механические характеристики вентильных двигателей при управлении амплитудой вектора суммарного напряжения  $u_m^*$  и углом коммутации  $\psi_u$  (вывод дан в главе 12):

$$\mu_c = \frac{u_m^* \cdot \cos\psi + u_m^* \cdot \sin\psi \cdot \left(\frac{\pi}{30} T_s p n_{\text{мех}}\right) - \frac{\pi}{30} k_e p n_{\text{мех}}}{1 + \left(\frac{\pi}{30} T_s p n_{\text{мех}}\right)^2}. \quad (13.7)$$

Из (13.7) следует, что регулирование скорости ВД возможно, как путем изменения напряжения, так и угла коммутации. Оценим форму статических механических характеристик ВД при питании от идеального преобразователя частоты с формированием синусоидальных фазных напряжений на примере «опытного» ШД при напряжении питания инвертора 24 В и опережающих углах коммутации  $\psi_u$  от 0 до 80 эл. град. (рис. 13.10). Формула (13.7) не учитывает насыщение магнитопровода гибридного ШД и ограничение пусковых токов/моментов, необходимое в реальной системе

управления. Поэтому, *рабочей областью* механических характеристик «опытного» ШД можно считать лишь область ниже отметки  $\mu_c = 1,4 \dots 1,5$ .

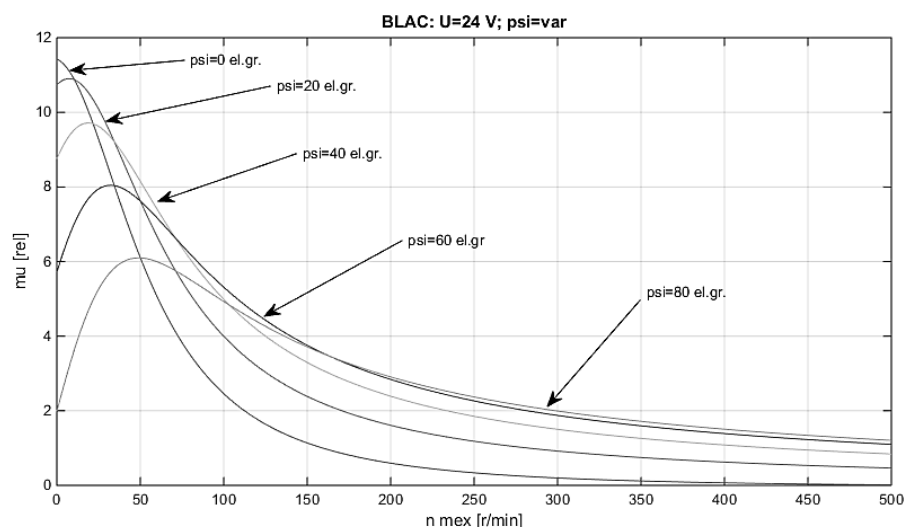


Рис. 13.10 Механические характеристики ШД в режиме ВД при управлении углом коммутации и амплитуде вектора напряжения 24 В

### Выводы

1. Механическая характеристика по форме напоминает гиперболу, вогнутость которой тем больше, чем больше электромагнитная постоянная времени фазы.
2. Максимальный пусковой момент имеет место при нейтральной коммутации. Его значение нужно ограничивать, как и значения фазных токов, которые при низких скоростях будут недопустимо большими — должна работать система автоматического токоограничения.
3. Для гибридных ШД максимально допустимая кратность момента не превышает  $1,4 \dots 1,5$  из-за возможного насыщения зубцового слоя машины, а для магнитоэлектрических ШД/ВД с высококоэрцитивными магнитами на роторе кратность пускового момента может достигать  $3 \dots 5$ .
4. Огибающая серии статических механических характеристик ВД, полученных при заданном напряжении питания инвертора и различных углах коммутации, представляет собой *предельную механическую характеристику* двигателя.
5. Для «опытного» ШД зона механических скоростей до 500 об/мин соответствует низким скоростям (до «приемистости»), в которой двигатель способен развивать электромагнитный момент, равный максимальному синхронизирующему. При росте скорости допустимые моменты нагрузки снижаются.

### 13.8.2. Механические характеристики ШД в вентильном режиме работы

Организовать *вентильный* режим работы ШД можно в том случае, если привод снабжен датчиком положения ротора на полюсном делении машины и инвертором напряжения (лучше инвертором тока), способным воспроизвести нужное электрическое состояние машины. В главе 11 приведены компьютерные модели устройств управления, имитирующие как режим бесколлекторного привода постоянного тока (BLDC), так и бесколлекторного привода переменного тока (BLAC). Так как двухфазный ШД допускает раздельное управление фазными токами, для него возможна работа в относительно простой структуре частотно-токового управления. Напомним, ее модель – на рис. 13.11.

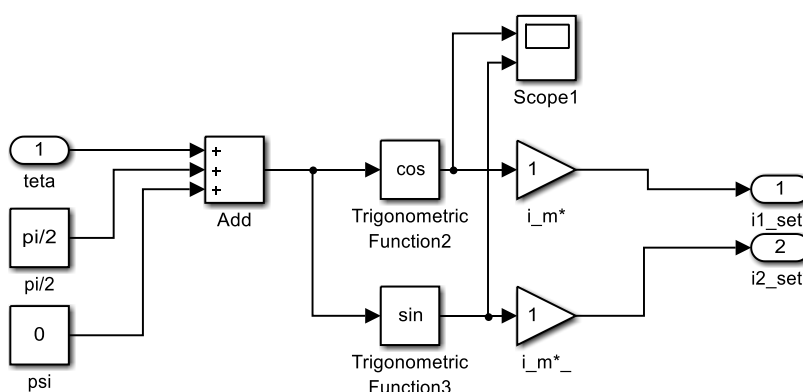


Рис. 13.11 Модель подсистемы частотно-токового управления ШД

#### Комментарий

1. На вход поступает сигнал электрического положения ротора внутри полюсного деления [рад] с датчика положения ротора  $teta$ .
2. К нему добавляется угол опережения вектором тока статора продольной оси ротора  $d$ , равный  $\pi/2$ , а также угол коммутации  $\Psi$ .
3. С помощью блоков Sin и Cos рассчитываются нормированные задания токов фаз в диапазоне  $\pm 1$ . При необходимости корректируется амплитуда вектора тока с помощью дополнительных усилителей.
4. Сигналы заданных токов фаз подаются в подсистему двигателя с релейным инвертором тока.

Пуск «опытного» ШД в этом режиме работы (рис. 13.12) показывает, что до тех пор, пока запаса по напряжению источника питания для преодоления возрастающей ЭДС хватает, момент поддерживается на заданном уровне. Частота фазных токов с ростом скорости возрастает при

заданной амплитуде. Как только двигатель достигает граничной характеристики, когда амплитуда ЭДС превышает уровень напряжения питания, токи начинают снижаться, существенно изменяя свою форму: от синусоидальной к треугольной и далее – к искаженной трапецеидальной. Система переходит в режим автоколебаний с большими пульсациями момента и скорости. Это зона работы привода, требующая обязательного переключения алгоритма системы управления.

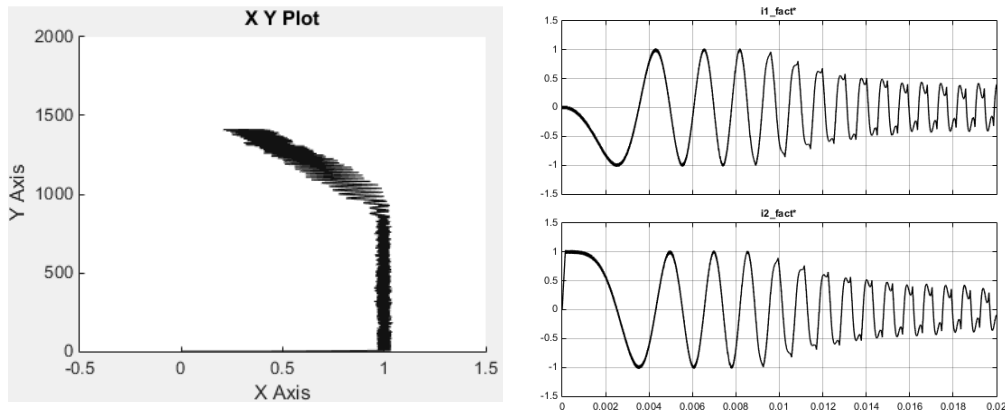


Рис. 13.12 Пуск в режиме частотно-токового управления ( $U_n = 48$  В) при угле коммутации 0, относительной нагрузке 0,2 реактивного типа и токовом коридоре инвертора  $\pm 0,02$

На рис. 13.13 показана серия расчетных механических характеристик «опытного» ШД при управлении от инвертора напряжения с опережающими углами коммутации.

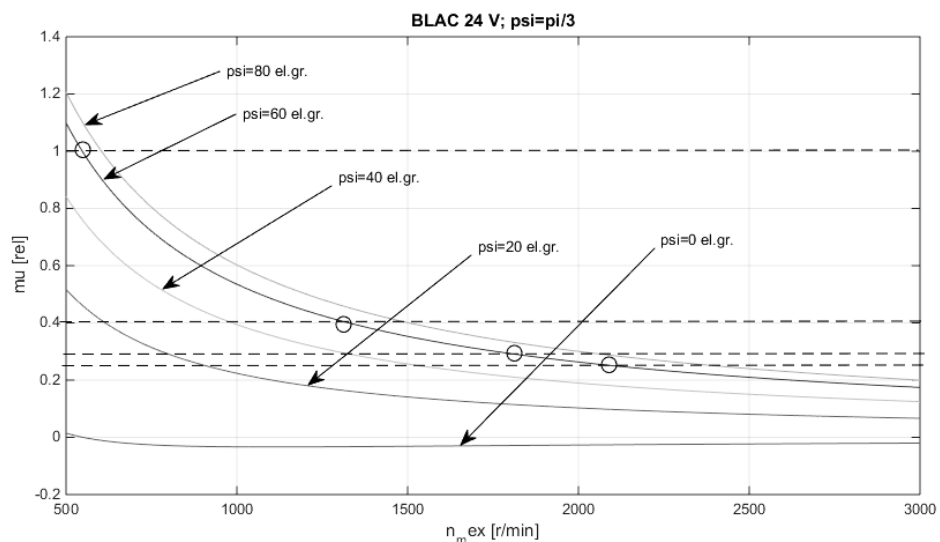


Рис. 13.13 Расчетные механические характеристики «опытного» двигателя в зоне высоких скоростей при опережающих углах коммутации

Видно, что зона работы с нулевым углом коммутации крайне незначительна (до 550 об/мин). Для того, чтобы попасть в зону высоких скоростей, ограниченных предельной механической характеристикой,

придется существенно увеличивать угол коммутации и использовать специальные алгоритмы управления, один из которых иллюстрируется на рис. 13.12 и рис. 13.13 (кружочки – точки, соответствующие динамической характеристике рис. 13.12 в зоне высоких скоростей). При достижении граничной характеристики алгоритм управления меняется для обеспечения устойчивой работы в зоне высоких скоростей. Эту зону называют *зоной ослабления поля* постоянного магнита, по аналогии с зоной ослабления поля возбуждения в обычных коллекторных двигателях постоянного тока с независимым возбуждением. Механическая характеристика двигателя в этой зоне приближается к гиперболе – говорят о регулировании скорости и момента *с постоянной мощностью*.

### **Выводы**

1. Реализация системы частотно-токового управления ШД возможна для любых исполнительных двигателей с изолированными выводами фаз, когда каждая из них может управляться от собственного инвертора тока.
2. При использовании двигателей с электрическим соединением фаз внутри машины (схема «звезда» или «треугольник») для перевода ШД в режим вентильного двигателя потребуется полноценная система векторного управления (см. главу 14).
3. Все системы управления ШД в режиме ВД обеспечивают качественное управление моментом (вертикальные механические характеристики), но только до граничной механической характеристики, выше которой инвертор тока может работать только в режиме инвертора напряжения.
4. Работа в зоне скоростей выше граничной механической характеристики возможна, но потребует кардинального изменения структуры системы управления (эти структуры в книге не рассматриваются).

### **Выводы по главе**

- 1) В разомкнутых структурах управления ШД работа на высоких скоростях, ограниченных предельной механической характеристикой, возможна только при существенном снижении нагрузки (например, обратный холостой ход инструмента).
- 2) В зоне высоких скоростей темпы разгона и торможения должны автоматически ограничиваться, чтобы суммарный требуемый электромагнитный момент не превысил максимального синхронизирующего  $|\mu_c + \mu_{дин}| \leq$ , и двигатель не выпал из синхронизма.

- 3) Для обеспечения высокого качества динамических процессов с минимизацией колебаний момента и скорости ШД снабжаются датчиками положения и управляются в режиме вентильных двигателей.
- 4) В режиме ВД возможны две зоны работы привода: 1) до граничной механической характеристики с качественным поддержанием момента; 2) выше граничной механической характеристики вплоть до предельной механической характеристики с использованием специальных алгоритмов управления, обеспечивающих *искусственное ослабления поля постоянных магнитов*.

**Контрольные вопросы:**

1. Существует ли понятие «механическая характеристика» для ШД?
2. Что понимают под динамическими характеристиками ШД?
3. Почему теоретическая оценка частоты приемистости ШД достаточно точна, а оценка предельной механической характеристики ШД в режиме ВД дает слишком завышенные результаты по сравнению с экспериментальными данными?
4. Почему в режиме ВД при превышении граничной скорости форма фазных токов существенно искажается с одновременным значительным падением момента?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)



## 14. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

|          |   |     |
|----------|---|-----|
| 14.1.    | Базовые уравнения ШД/ВД в $(d, q)$ -координатах и относительных единицах..... | 330 |
| 14.2.    | Синтез регуляторов токов фаз в координатах $(d, q)$ .....                     | 332 |
| 14.3.    | Структура системы векторного управления ВД .....                              | 334 |
| 14.4.    | Модули координатных преобразований Парка.....                                 | 335 |
| 14.5.    | Модель двигателя и ШИМ-инверторов напряжения.....                             | 335 |
| 14.6.    | Подсистемы ПИ-регуляторов токов фаз в координатах $d, q$ .....                | 336 |
| 14.7.    | Блок оценки ЭДС в $(d, q)$ -координатах .....                                 | 337 |
| 14.8.    | Прямое управление электромагнитным моментом .....                             | 337 |
| 14.9.    | Скоростная подсистема. Синтез регулятора скорости .....                       | 339 |
| 14.10.   | Динамические характеристики системы управления скоростью... 340               |     |
| 14.10.1. | Упрощенная модель системы векторного управления в MATLAB .....                | 340 |
| 14.10.2. | Динамические характеристики в зоне низких скоростей.....                      | 341 |
| 14.10.3. | Оценка граничных механических характеристик «опытного» ШД .....               | 343 |
| 14.10.4. | Рабочие зоны привода. Рекомендации .....                                      | 346 |
| 14.11.   | Стратегия управления ВД в зоне высоких скоростей .....                        | 347 |

Напомним, что в качестве базовой модели ШД/ВД мы приняли модель синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе (СДПМ) и распределенной статорной обмоткой – с синусоидальной формой индукции магнитного поля на полюсном делении машин (см. главу 13). Векторное управление двигателями переменного тока отличается использованием механизма преобразования координат и возможно для двигателей с любым числом фаз, в том числе для трёхфазных ШД и ВД. При этом регуляторы токов фаз работают в  $(d, q)$ -координатах, жестко связанных с ротором. Это объясняется тем, что электромагнитный момент двигателя пропорционален току статора именно по оси  $q$ , а ток статора по оси  $d$  должен быть нулевым для минимизации энергопотребления машины (см. главу 12).

Итак, регуляторы токов по осям  $(d, q)$  будут вырабатывать управляющие воздействия на инвертор напряжения в координатах  $(d, q)$ :  $U_d$ ,  $U_q$ . Если известно положение ротора, то эти воздействия могут быть преобразованы в физические воздействия  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$ . Именно они могут

отрабатываться реальными инверторами напряжения, в том числе мостовыми трёхфазными (см. главу 8). На выходе инвертора напряжения – исполнительный двигатель и фазные токи в физических координатах  $i_a, i_b, i_c$ , которые легко преобразуются к координатам  $i_\alpha, i_\beta$ , а затем и к  $i_d, i_q$ . Это и будут сигналы обратных связей по токам на входах регуляторов токов по осям  $(d, q)$ .

Таким образом, не имея возможности независимо управлять фазными токами  $i_a, i_b, i_c$  в трёхфазных машинах, мы как бы обманываем природу, управляя токами  $i_d, i_q$ , что оказывается физически возможным. Ранее мы отмечали, что дополнительные преобразования координат необходимы только тогда, когда прямое управление фазными токами невозможно. В двухфазных ШД/ВД прямое управление фазными токами возможно, а значит, возможны более простые структуры частотно-токового управления. Тем не менее, для иллюстрации технологии векторного управления мы будем использовать наш «опытный» двухфазный ШД, как и в предыдущих главах.

#### 14.1. Базовые уравнения ШД/ВД в $(d, q)$ -координатах и относительных единицах

Сводка полученных ранее (см. главу 12) уравнений ШД/ВД в физических единицах и  $(d, q)$ -координатах при переходе к относительным единицам представлена в табл. 14.1.

Таблица 14.1 Основные уравнения ШД/ВД в  $(d, q)$ -координатах

| $(d, q)$ -координаты, физические единицы   | $(d, q)$ -координаты, относительные единицы   |
|--|---|
| $u_d = i_d R_s + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s i_q \omega_{эл};$ $u_q = i_q R_s + L_s \frac{di_q}{dt} + L_s i_d \omega_{эл} + \Psi_m \omega_{эл};$ $\Psi_d = L_s i_d + \Psi_m;$ $\Psi_q = L_s i_q;$ $M_{эм} = p_\Pi \Psi_m i_q.$ | $u_d^* = i_d^* + T_s \frac{di_d^*}{dt} - T_s i_q^* \omega_{эл};$ $u_q^* = i_q^* + T_s \frac{di_q^*}{dt} + T_s i_d^* \omega_{эл} + \Psi_m^* \omega_{эл};$ $\Psi_d^* = T_s i_d^* + \Psi_m^*;$ $\Psi_q^* = T_s i_q^*;$ $\mu_{эм} = i_q^*.$ |

Базовые значения всех переменных введены ранее (см. главу 12), кроме базового значения потокосцепления, для которого принято:

$$\Psi_{баз} = U_{баз} \cdot 1с [В \cdot с]. \quad (14.1)$$

Относительное значение потокосцепления постоянных магнитов совпадает по значению с введенным ранее коэффициентом передачи двигателя по электрической скорости:

$$\Psi_m^* = k_e = \frac{\Psi_m}{U_{\text{баз}}} [c]. \quad (14.2)$$

Структурная схема синхронного двигателя с постоянными магнитами (имитирующего ШД и ВД) в координатах  $(d, q)$  в соответствии с уравнениями в табл. 14.1 показана на рис. 14.1.

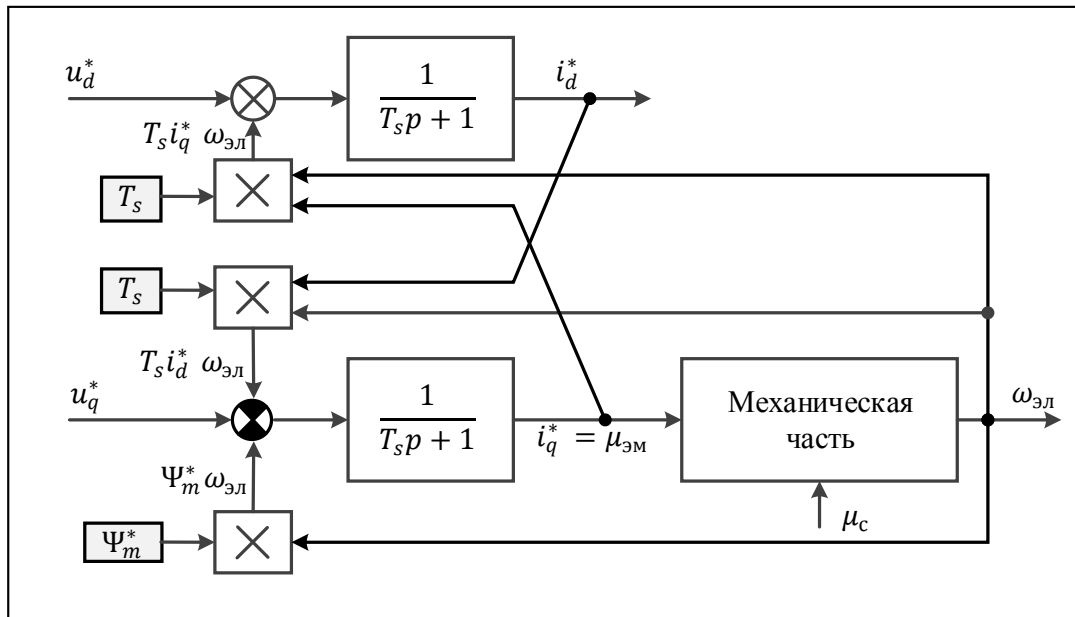


Рис. 14.1 Структурная схема двигателя типа СДПМ в координатах  $(d, q)$

### Особенности:

- 1) Передаточные функции по токам преобразованных фаз  $i_d^*$  и  $i_q^*$  (к входному относительному напряжению за вычетом относительной ЭДС) одинаковы и представляют собой инерционные звенья с электромагнитной постоянной времени фазы и единичным коэффициентом передачи.
- 2) Электромагнитный момент определяется исключительно током двигателя по оси  $i_q^*$ .
- 3) Структура механической части зависит от типа нагрузки и определяет электрическую скорость двигателя  $\omega_{\text{эл}}$ .
- 4) Фазные ЭДС определяются текущей электрической скоростью, поступающей с механической части привода, величинами токов по осям  $(d, q)$  (см. перекрестные связи на рис. 14.1), а также двумя коэффициентами: электромагнитной постоянной времени фазы  $T_s$  и относительным значением потокосцепления постоянного магнита  $\Psi_m^*$ . В

установившемся режиме работы (скорость постоянная) фазные ЭДС являются константами.

## 14.2. Синтез регуляторов токов фаз в координатах $(d, q)$

Систему векторного управления будем строить на основе уравнений в табл. 14.1. При этом предполагается:

- 1) Исполнительный двигатель в действительности может иметь любое число фаз, в том числе три, и управляться от ШИМ-инвертора напряжения. При использовании технологии широтно-импульсной модуляции базовых векторов (глава 8) управление преобразователем возможно в физических координатах  $(\alpha, \beta)$ . Передаточную функцию инвертора напряжения можно представить в виде передаточных функций двух независимых реверсивных H-мостов, управляемых ШИМ-генераторами на фиксированной частоте ШИМ (предположим, 20 кГц): инерционными звеньями первого порядка с постоянными времени, равными периоду ШИМ  $T_{\pi} = T_{\text{шим}} = 0,00005$  с, и коэффициентом передачи, равным относительному напряжению питания инвертора – напряжению в звене постоянного тока  $U_{dc}^*$ :

$$W_{\text{инв}}(p) = \frac{U_{\phi}^*(p)}{U_y^*(p)} = \frac{U_{dc}^*}{T_{\pi} p + 1}. \quad (14.3)$$

- 2) Входное управляющее воздействие  $U_y^*$  для каждого из ШИМ–инверторов напряжения соответствует заданным относительным фазным напряжениям  $U_{\alpha}^*, U_{\beta}^*$ .
- 3) Так как преобразования координат  $(d, q) \rightarrow (\alpha, \beta)$  (и обратное) будем выполнять с сохранением амплитуды векторов напряжений, то передаточные функции по напряжениям  $U_d^*, U_q^*$  будут совпадать с (14.3). Имеем как бы два ШИМ–преобразователя по осям  $(d, q)$ .
- 4) Синтез регуляторов тока в координатах  $(d, q)$  выполняем в предположении, что ЭДС равна нулю (двигатель заторможен). Структура системы управления может быть дополнена блоком положительной обратной связи по ЭДС, выполняющим функцию предупредления.

Эквивалентная структура контуров токов по каждой из координат  $d$  и  $q$  представлена на рис. 14.2.

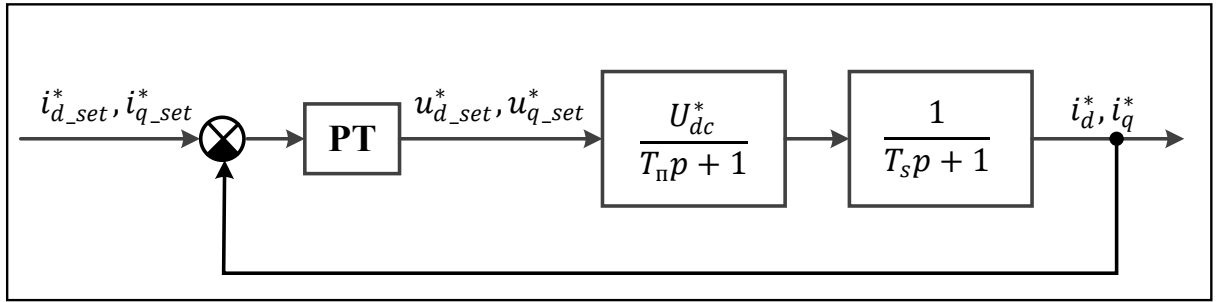


Рис. 14.2 Эквивалентная структура контуров токов по осям ( $d, q$ )

Передаточная функция объекта регулирования тока:

$$W_{\text{орт}}(p) = \frac{U_{dc}^*}{T_{\pi}p+1} \cdot \frac{1}{T_s p+1}. \quad (14.4)$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура тока в соответствии со стратегией подчиненного регулирования координат электропривода.

$$W_{\text{жел раз}}(p) = \frac{1}{a_{\tau} T_{\mu} p \cdot (T_{\mu} p + 1)}. \quad (14.5)$$

Здесь:  $a_{\tau}$  – коэффициент желаемого качества переходного процесса, равный двум при настройке контура тока на «технический оптимум»;  $T_{\mu}$  – некомпенсируемая малая постоянная времени, за которую принимаем постоянную времени фазного ШИМ-преобразователя напряжения  $T_{\pi}$ .

Передаточная функция регуляторов токов фаз в осях ( $d, q$ ):

$$W_{\text{рт}}(p) = \frac{W_{\text{жел раз}}(p)}{W_{\text{орт}}(p)} = \frac{(T_{\pi}p+1) \cdot (T_s p+1)}{a_{\tau} T_{\pi} p \cdot (T_{\pi}p+1) \cdot U_{dc}^*} = \left( \frac{T_s}{a_{\tau} T_{\pi} U_{dc}^*} \right) + \left( \frac{1}{a_{\tau} T_{\pi} U_{dc}^*} \right) \frac{1}{p} = k_{\pi} + k_{\text{и}} \frac{1}{p}. \quad (14.6)$$

Таким образом, оба регулятора токов по осям  $d$  и  $q$  имеют одинаковую структуру и параметры (например, для напряжения питания инвертора 24 В,  $U_{dc}^* = 11,43$ ):

$$\begin{cases} k_{\pi} = \frac{T_s}{a_{\tau} T_{\pi} U_{dc}^*} = \frac{0,0032}{2 \cdot 0,00005 \cdot 11,43} = 2,8; \\ k_{\text{и}} = \frac{1}{a_{\tau} T_{\pi} U_{dc}^*} = \frac{1}{2 \cdot 0,00005 \cdot 11,43} = 874,8 \left[ \frac{1}{c} \right]. \end{cases} \quad (14.7)$$

При повышении напряжения питания до 48 В значения коэффициентов регуляторов токов уменьшаются вдвое.

### 14.3. Структура системы векторного управления ВД

На выходе регуляторов токов фаз  $d$  и  $q$  получаем относительные значения напряжений, которые должны быть приложены к «псевдо» фазным обмоткам  $d$  и  $q$ . Эти напряжения в соответствии со структурой двигателя, показанной на рис. 14.1, могут быть скорректированы с учетом текущих значений ЭДС в осях  $(d, q)$  для того, чтобы облегчить работу регуляторов токов – положительная обратная связь по ЭДС.

Суммарные значения относительных напряжений в осях  $(d, q)$  преобразовываются в эквивалентные компоненты в осях  $(\alpha, \beta)$  и подаются на фазные инверторы, которые работают в физических координатах. Выходные напряжения фазных инверторов поступают на двигатель, на выходе которого (с учетом нагрузки) получаем фазные токи в осях  $(\alpha, \beta)$ , электрическую скорость и электрическое положение ротора.

Реальные фазные токи преобразуются в эквивалентные токи в осях  $(d, q)$ , т. е.  $(\alpha, \beta \rightarrow d, q)$  и используются как сигналы обратной связи по токам, поступая на входные компараторы регуляторов токов  $PT_d, PT_q$ . Для работы блоков координатных преобразований требуется сигнал электрического положения ротора, поступающий с соответствующего датчика положения ротора.

Для расчета относительных значений ЭДС в координатах  $(d, q)$  необходим блок оценки ЭДС, работающий в соответствии со структурой двигателя (рис. 14.1). С его помощью может быть реализована положительная обратная связь по ЭДС двигателя. Полная структура векторного управления представлена на рис. 14.3 применительно к задаче прямого управления моментом двигателя (пока без контура скорости).

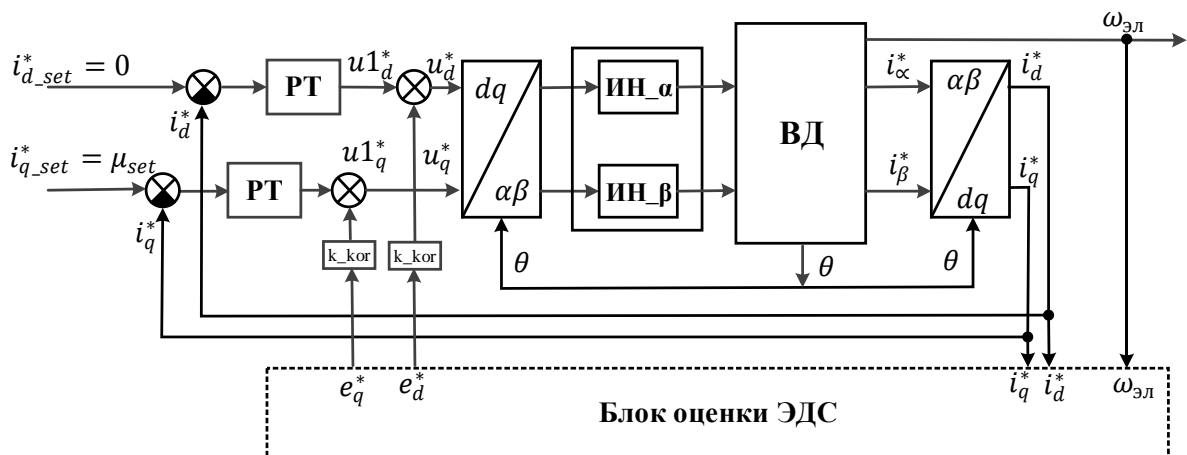


Рис. 14.3 Структура векторного управления ВД

Обратите внимание на то, что полная компенсация ЭДС не используется, так как регуляторы токов  $PT_d, PT_q$  не будут выполнять свои

функции, и система управления может стать неустойчивой. В простейших структурах векторного управления блок оценки ЭДС отсутствует.

#### 14.4. Модули координатных преобразований Парка

Для построения модели системы векторного управления двигателем можно использовать стандартные модули координатных преобразований, входящие в библиотеку модулей MATLAB, или разработать собственные модули в виде подсистем (рис. 14.4), структура которых соответствует уравнениям координатных преобразований:

$$\begin{cases} x_d = x_\alpha \cdot \cos\theta + x_\beta \cdot \sin\theta; \\ x_q = x_\alpha \cdot -\sin\theta + x_\beta \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (14.8)$$

$$\begin{cases} x_\alpha = x_d \cdot \cos\theta - x_q \cdot \sin\theta; \\ x_\beta = x_d \cdot \sin\theta + x_q \cdot \cos\theta. \end{cases} \quad (14.9)$$

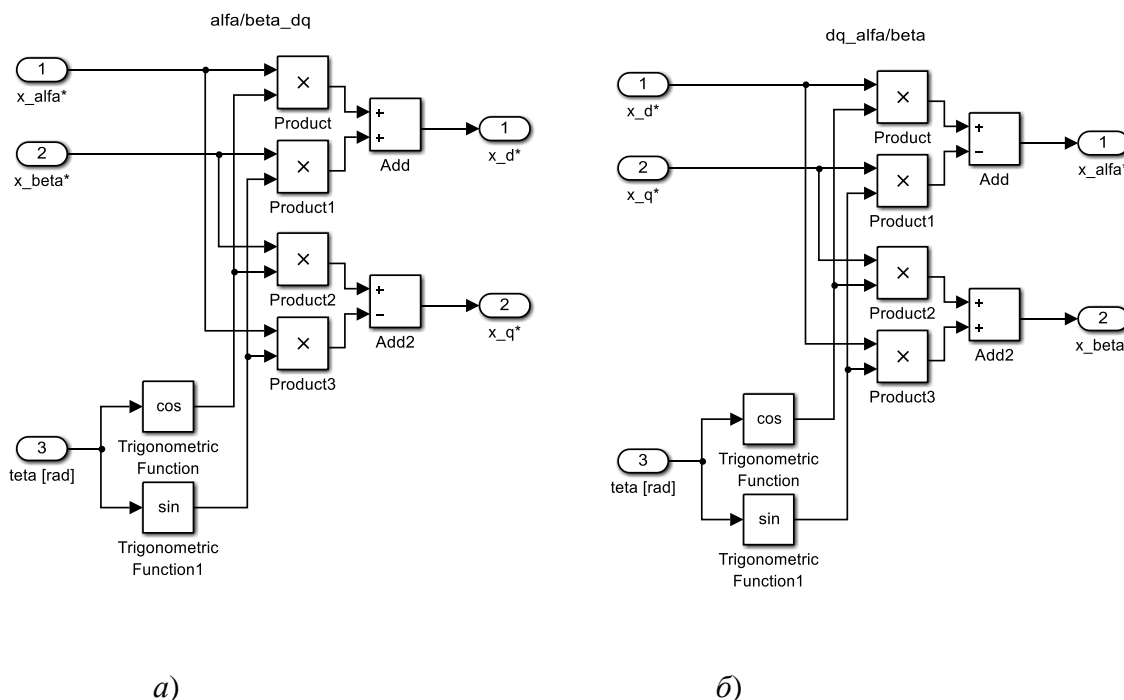


Рис. 14.4 Подсистемы координатных преобразований: а –  $(\alpha, \beta \rightarrow d, q)$ ; б –  $(d, q \rightarrow \alpha, \beta)$

#### 14.5. Модель двигателя и ШИМ-инверторов напряжения

Ранее мы использовали модель ШД/ВД с релейными регуляторами токов фаз. Заменяем релейные регуляторы токов ШИМ-преобразователями напряжений. Измененная входная часть модели силовой части показана на рис. 14.5.

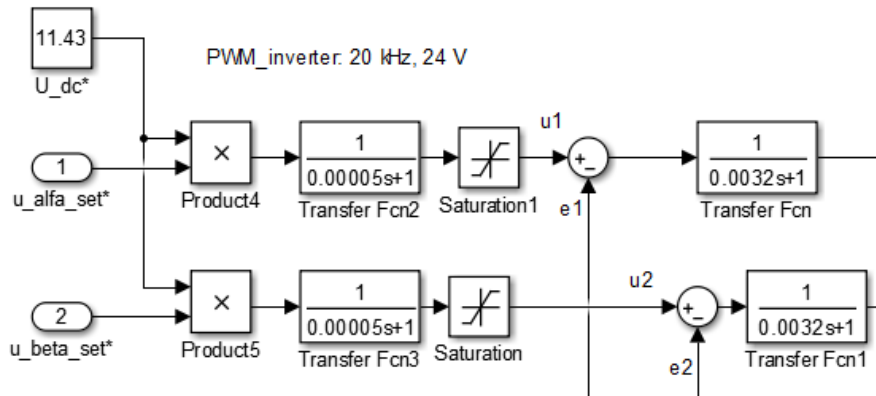


Рис. 14.5 Входная часть подсистемы инверторы напряжений – двигатель

Передаточная функция ШИМ-инверторов напряжения (14.3) пропорциональна напряжению питания инверторов  $U_{dc}^*$ . Для удобства изменения этого параметра сразу в двух местах введен блок задания напряжения  $U_{dc}^*$ , а также два блока умножения на этот коэффициент входных задающих сигналов.

#### 14.6. Подсистемы ПИ-регуляторов токов фаз в координатах $d, q$

Модели ПИ-регуляторов токов фаз в осях  $(d, q)$  имеют одинаковую структуру и коэффициенты. На рис. 14.6 показана простая непрерывная модель регулятора тока  $PTd$ , в которой используется как общее ограничение выхода регулятора, так и дополнительное ограничение выхода интегральной составляющей регулятора.

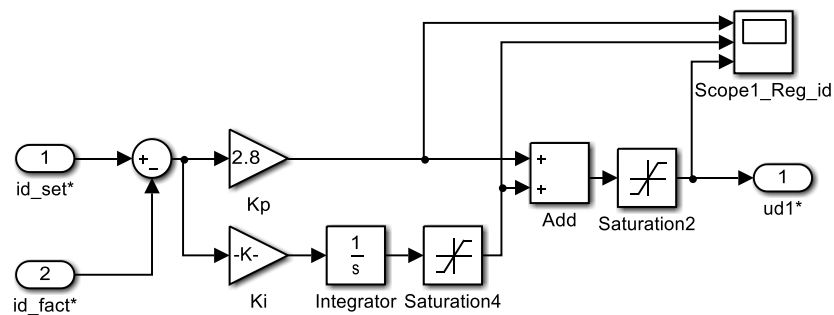


Рис. 14.6 Непрерывная модель регулятора тока  $PTd$

Блок осциллографа позволяет исследовать работу регулятора тока, а именно поведение пропорциональной и интегральной составляющих, а также общего выхода регулятора.



## 14.7. Блок оценки ЭДС в $(d, q)$ -координатах

В соответствии со структурной схемой двигателя в  $(d, q)$ -координатах (рис. 14.1) работает модуль оценки относительных фазных ЭДС  $ed^*$  и  $eq^*$  (рис. 14.7), которые могут быть использованы в качестве сигналов положительной обратной связи по скорости для облегчения работы регуляторов токов  $PTd, PTq$ .

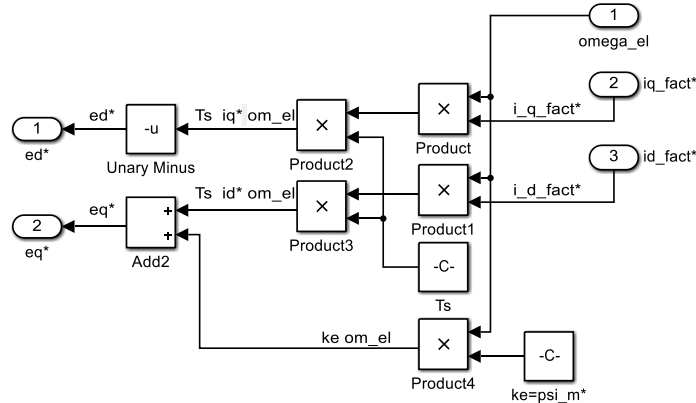


Рис. 14.7 Блок оценки ЭДС двигателя в  $dq$ -координатах

Еще раз отметим, что попытки «полной» компенсации ЭДС вызывают неустойчивую работу регуляторов токов  $PTd, PTq$ . Необходимая степень компенсации выбирается либо при исследовании модели, либо реального привода. Критерий один – пусковой момент при разгоне двигателя не должен падать из-за влияния ЭДС.

## 14.8. Прямое управление электромагнитным моментом

В режиме источника момента в структуре векторного управления используются только регуляторы токов по осям  $d$  и  $q$ . При этом задание тока по оси  $d$  нулевое, а задание тока по оси  $q$  устанавливается в соответствии с требуемым значением электромагнитного момента  $i_{q\text{ зад}} = \mu_{\text{зад}}$ . На рис. 14.8 показана модель системы векторного управления в режиме прямого управления моментом в простейшем варианте без контура положительной обратной связи по ЭДС. Для формирования циклограммы задания момента в функции времени используется библиотечный модуль генератора сигнала в функции времени Stair Generator.

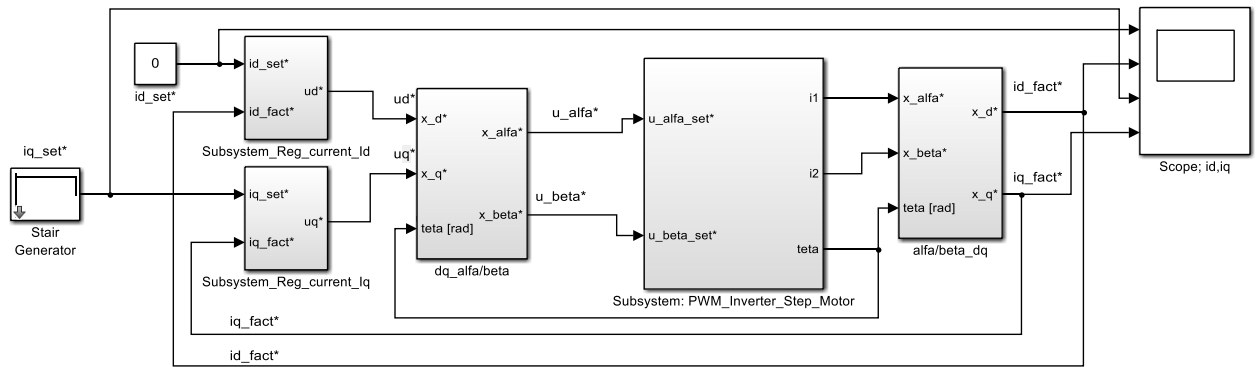


Рис. 14.8 Модель системы управления электромагнитным моментом ШД

Динамические характеристики «опытного» двигателя при моменте сопротивления нагрузки реактивного типа  $\mu_c = 0,3$  и моменте инерции, равном моменту инерции ротора двигателя, показаны на рис. 14.9 при параметрах циклограммы, представленных на рис. 14.10.

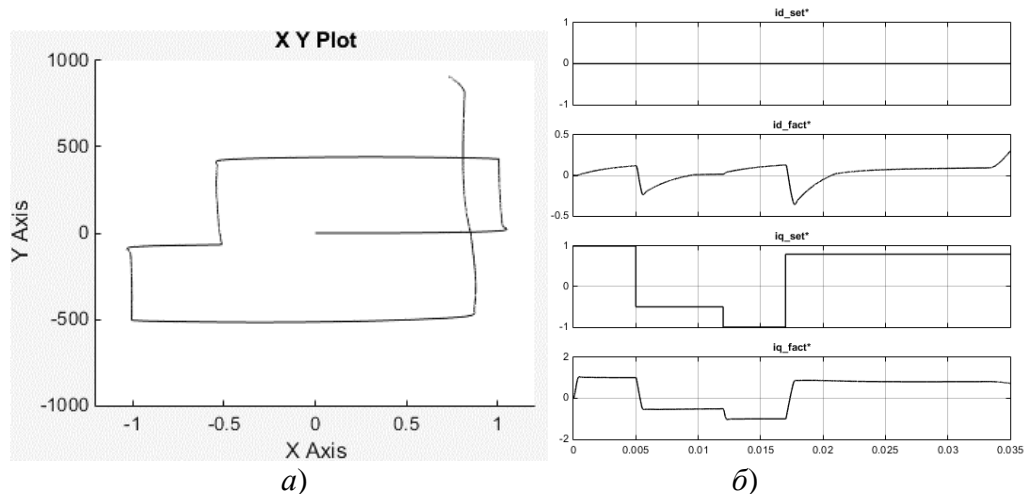


Рис. 14.9 Отработка задания момента в зоне низких скоростей при  $U_n = 24$  В

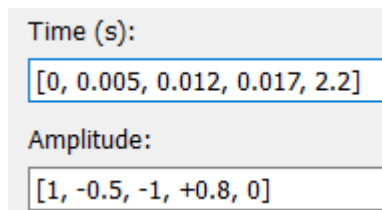


Рис. 14.10 Циклограмма задания относительного момента в функции времени

Качество отработки задания момента соответствует заданному при синтезе регуляторов. При этом ток по оси  $q$  поддерживается равным заданному моменту, а по оси  $d$  незначительно изменяется вблизи нулевого задания. В конце процесса, при скоростях, превышающих граничную скорость перехода из режима инвертора тока в режим инвертора напряжения, токи по осям ( $d$ ,  $q$ ) перестают поддерживаться – требуется переход к специальным алгоритмам согласованного управления заданиями токов по осям ( $d$ ,  $q$ ) (в рамках данной книги не рассматриваются).

## 14.9. Скоростная подсистема. Синтез регулятора скорости

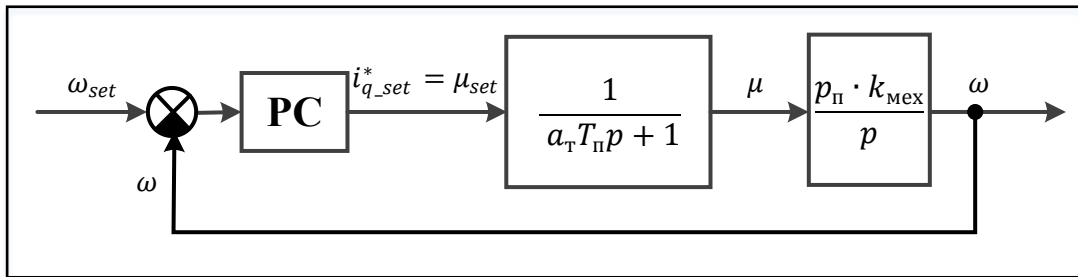


Рис. 14.11 Упрощенная структура контура скорости

Основное применение ВД – регулирование скорости в широком диапазоне с заданным ограничением момента. Добавим к контуру управления моментом – контур скорости. Упрощенная структура системы управления с уже оптимизированным контуром управления моментом (при отсутствии нагрузки) показана на рис. 14.11.

Сигнал ошибки по электрической скорости поступает на вход регулятора скорости, выход которого является сигналом задания относительного тока по оси  $q$  – относительного электромагнитного момента. Упрощенная передаточная функция замкнутого контура тока может быть представлена инерционным звеном с постоянной времени  $a_T T_{\Pi}$ , зависящей от коэффициента настройки контура тока  $a_T$ . На выходе контура тока получаем относительное значение момента, приложенное к инерционной нагрузке с моментом инерции ротора двигателя и присоединенной нагрузки. Это интегрирующее звено связывает относительный электромагнитный момент и электрическую скорость ротора в [рад/с] и имеет коэффициент передачи  $p_{\Pi} \cdot k_{\text{мех}}$ , где  $k_{\text{мех}}$  – ранее введенный коэффициент передачи от суммарного относительного динамического момента к механическому ускорению.

Желаемая передаточная функция разомкнутой системы по скорости с учетом выбора малой некомпенсируемой постоянной времени

$$T_{\mu \text{ ск}} = a_T T_{\Pi}, \quad (14.10)$$

запишется в виде:

$$W_{\text{жел раз ск}}(p) = \frac{1}{a_{\text{ск}} T_{\mu \text{ ск}} p \cdot (T_{\mu \text{ ск}} p + 1)}. \quad (14.11)$$

Передаточная функция объекта регулирования скорости:

$$W_{\text{ор ск}}(p) \cong \frac{1}{a_T T_{\Pi} p + 1} \cdot \frac{p_{\Pi} \cdot k_{\text{мех}}}{p}. \quad (14.12)$$

Передаточная функция регулятора скорости:

$$W_{p\text{ ск}}(p) = \frac{W_{\text{жел раз ск}}(p)}{W_{\text{ор ск}}(p)} = \frac{(a_{\text{T}}T_{\text{П}}p+1) \cdot p}{a_{\text{ск}} a_{\text{T}}T_{\text{П}}p (a_{\text{T}}T_{\text{П}}p+1) \cdot p_{\text{П}} \cdot k_{\text{мех}}} = \frac{1}{a_{\text{ск}} a_{\text{T}}T_{\text{П}} \cdot p_{\text{П}} \cdot k_{\text{мех}}} = k_{\text{П ск}}. \quad (14.13)$$

Обратите внимание на то, что электрическая скорость в нашей математической модели измеряется в физических единицах [рад/с], поэтому коэффициент передачи по скорости к относительному моменту имеет размерность [с]. Для «опытного» двигателя с моментом инерции присоединенной нагрузки, равным моменту инерции ротора, получим:

$$k_{\text{П ск}} = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 0,00005 \cdot 50 \cdot 1,323 \cdot 10^4} = 0,0076 \text{ [с]}. \quad (14.14)$$

## 14.10. Динамические характеристики системы управления скоростью

### 14.10.1. Упрощенная модель системы векторного управления в MATLAB

При расчетном значении коэффициента передачи регулятора скорости процесс выхода на заданную скорость после срабатывания отсечки по скорости сопровождается колебаниями, и задание тока по оси  $i_{q\_set}^*$  (задание момента) постоянно переключается между максимальным (+1) и минимальным (-1) значениями. Для минимизации этих колебаний введем небольшую (коэффициент передачи 0,00001) гибкую отрицательную обратную связь по электрической скорости (по ее производной) – рис. 14.12. Предусмотрим также положительную обратную связь по ЭДС (с одинаковым коэффициентом передачи по  $ed^*$  и  $eq^*$  – 0,075). Задание скорости вводится в [об/мин] для удобства исследования модели и преобразуется в задание электрической скорости.

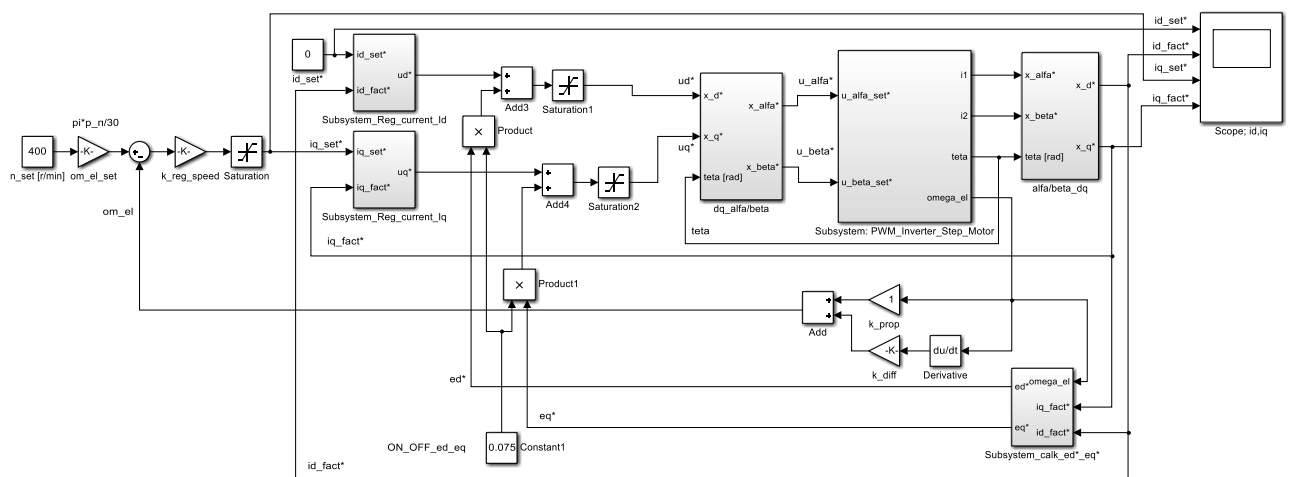
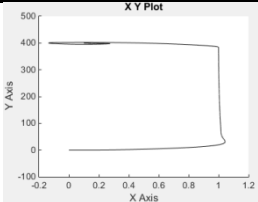
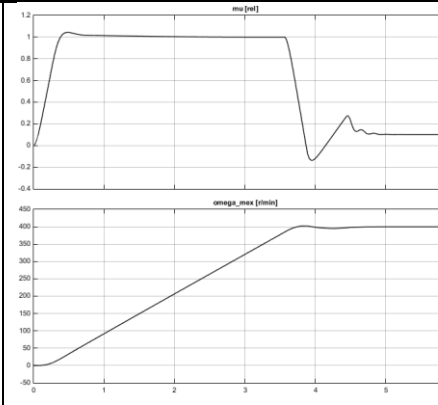
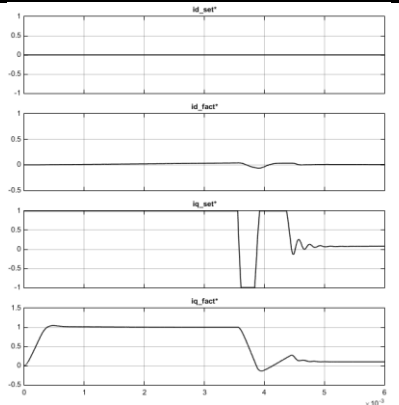
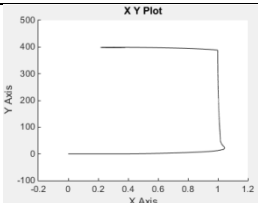
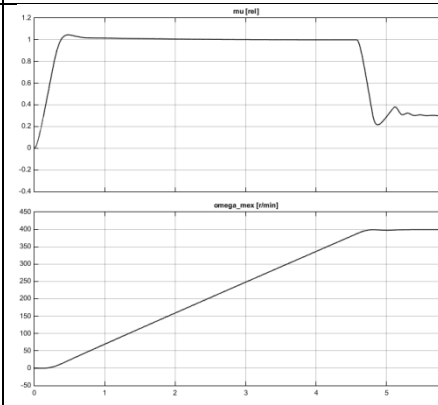
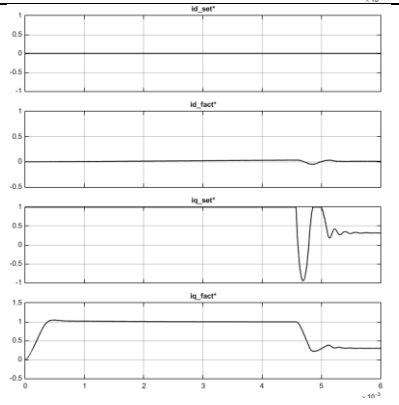
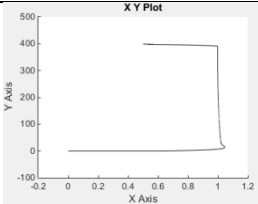
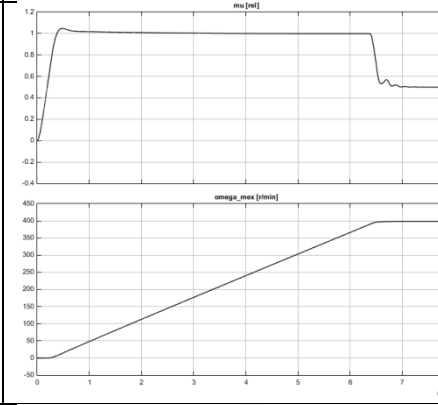
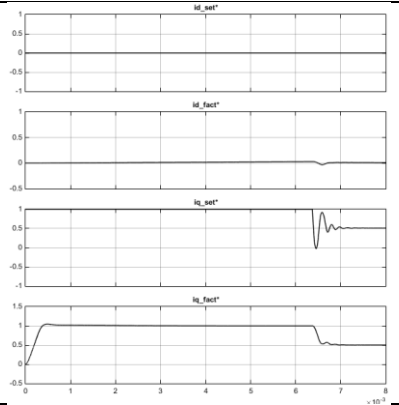
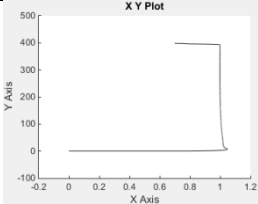
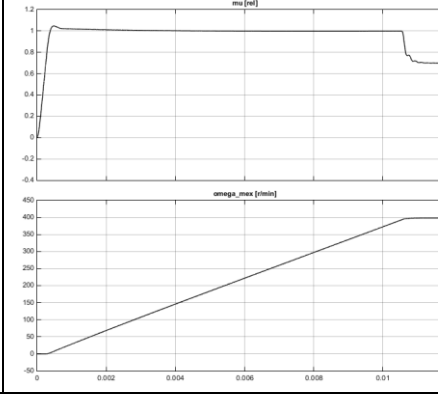
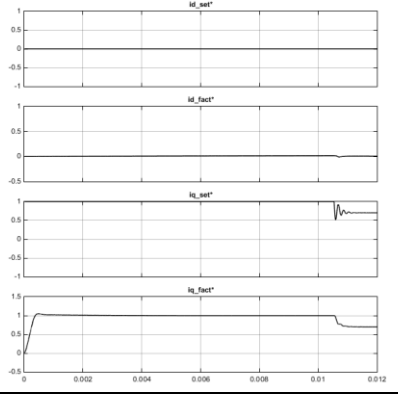


Рис. 14.12 Модель векторной системы управления скоростью

### 14.10.2. Динамические характеристики в зоне низких скоростей

Таблица 14.2 Динамические характеристики привода в режиме векторного управления в зоне низких скоростей

| $\mu_c$ | $n[r/min]=f(\mu[rel])$  | $\mu(t); n(t)$   | $i_{d\_set}^*, i_d^*, i_{q\_set}^*, i_q^*(t)$   |
|---------|---|--|---|
| 0.1     |    |    |    |
| 0.3     |    |   |   |
| 0.5     |  |  |  |
| 0.7     |  |  |  |

Динамические характеристики «опытного» ШД при пуске на заданную скорость 400 об/мин в структуре векторного управления при напряжении питания инвертора 24 В и реактивном характере нагрузки представлены в табл. 14.2 для 4 значений момента сопротивления. Пусковой момент ограничен на уровне номинального значения для «опытного» шагового двигателя  $i_{q\_set\_max}^*=1$ .

## Выводы

1) Вплоть до заданного значения скорости, пусковой момент поддерживается примерно постоянным ( $i_q^* \cong 1$ ), а далее автоматически уменьшается до величины, необходимой для компенсации момента нагрузки ( $i_q^* = \mu_c$ ).

2) Так как регулятор скорости пропорциональный, а на выходе контура скорости имеется интегрирующее звено (см. рис. 14.11), то система регулирования скорости – *статическая*: ошибка поддержания скорости определяется коэффициентом передачи регулятора скорости и величиной момента нагрузки:

3)

$$\begin{cases} \Delta\omega_{эл} = \frac{\mu_c}{k_{пск}}; \\ \Delta n \left[ \frac{об}{мин} \right] = \frac{30}{\pi p_n} \cdot \Delta\omega_{эл}. \end{cases} \quad (14.15)$$

Так, при относительной нагрузке  $\mu_c = 0,5$  и коэффициенте передачи регулятора скорости  $k_{пск} = 0,076$  статическая ошибка по электрической скорости равна 6,58 рад/с, а по механической скорости всего 1,256 об/мин. Это свидетельствует о достаточно высокой жесткости статической характеристики в замкнутой по скорости системе векторного управления.

4) При необходимости система регулирования скорости может быть и *астатиической* (без ошибки по скорости): для этого потребуется заменить пропорциональный регулятор скорости пропорционально-интегральным.

5) Процесс выхода на значение тока по оси  $q$ , равное относительному моменту нагрузки ( $i_q^* = \mu_c$ ) может быть колебательным с попаданием регулятора тока  $PIq$  в режим насыщения (при малых нагрузках). Его длительность регулируется величиной коэффициента гибкой обратной связи по скорости.

Структура векторного управления (рис. 14.12) обеспечивает высокое качество регулирования электромагнитного момента и скорости в зоне

скоростей до граничной механической характеристики перехода силового преобразователя из режима инвертора тока в режим инвертора напряжения.

### 14.10.3. Оценка граничных механических характеристик «опытного» ШД

Аналитический вывод уравнения граничной механической характеристики приведен в главе 12. Это характеристика, при достижении которой инвертор тока теряет свои свойства из-за нехватки напряжения питания (13.35). Графики этих зависимостей при двух уровнях напряжения питания «опытного» ШД 24 и 48 В представлены на рис. 14.13. Зона относительных моментов, превышающих 1,5, показана исключительно для получения представления о форме граничных характеристик. Реальные значения моментов в индукторных двигателях (гибридного типа) не могут быть столь большими из-за насыщения зубцового слоя.

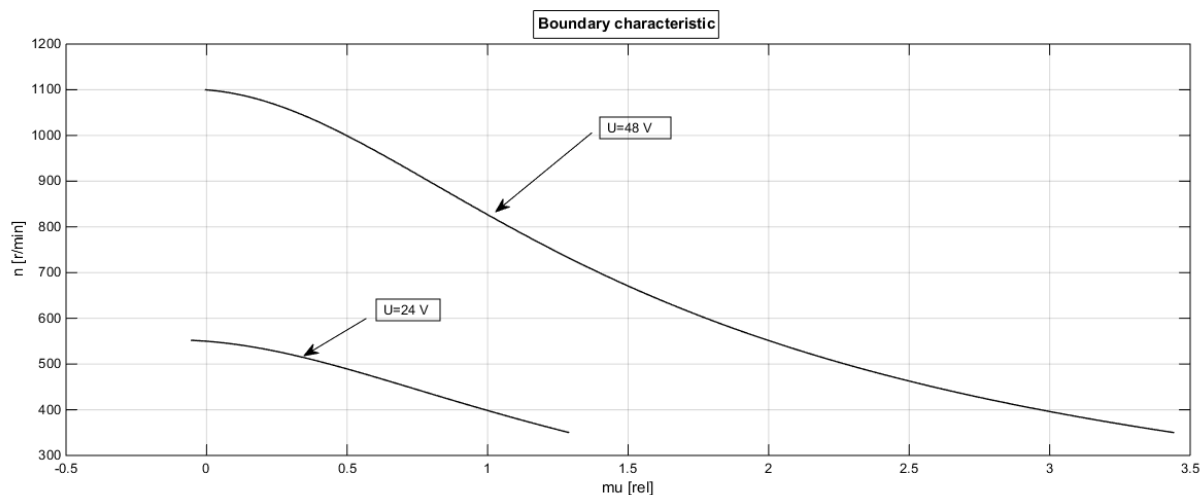


Рис. 14.13 Расчетные граничные характеристики «опытного» двигателя при двух напряжениях питания

Таблица 14.3 Оценки максимальных граничных скоростей в функции напряжения питания

| Напряжение питания инвертора $U_{\Pi}$ , В   | 24    | 48    | 75    |
|--|-------|-------|-------|
| $u_m^* = \frac{U_{\Pi}}{U_{НОМ}}$  | 11,43 | 22,86 | 35,71 |
| $n_{\text{мех гр хх}} = \frac{30}{\pi} \frac{U_{\Pi}^*}{k_e \cdot p_{\Pi}}$ [об/мин] | 550   | 1100  | 1718  |

Граничные скорости падают с возрастанием заданного электромагнитного момента двигателя. Их максимальные значения соответствуют режиму идеального холостого хода, когда потери напряжения в активно-индуктивном сопротивлении фаз отсутствуют. Для оценки

максимальных граничных скоростей можно использовать более простые соотношения (13.37), которые дают следующие результаты (табл. 14.3):

Динамическая характеристика при попытке пуска «опытного» ШД при  $U_{\text{п}} = 24$  В на скорость 700 об/мин показана на рис. 14.14, а. Видно, что система векторного управления не справляется с заданием, начиная со скорости 400 об/мин (сравни с рис. 14.13). Появляется существенная колебательность в конце процесса, связанная с «развалом» системы векторного управления и постепенным выходом на мягкую естественную характеристику двигателя при данном напряжении питания и нулевом угле коммутации. Такая же ситуация возникает и при попытке пуска двигателя на скорость 1000 об/мин при напряжении питания 48 В (рис. 14.14, б). При этом граничная скорость вдвое больше – около 800 об/мин.

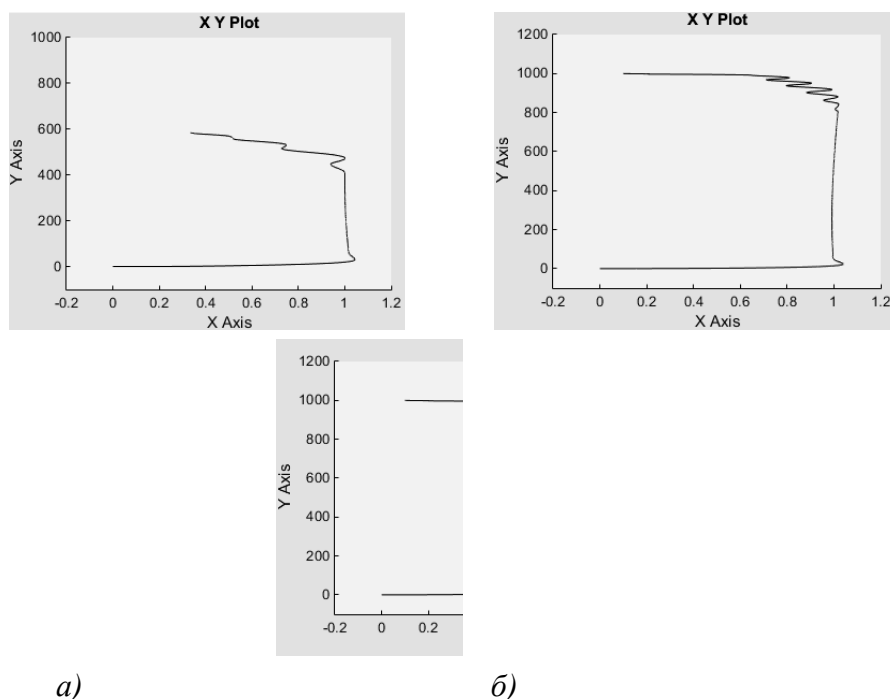


Рис. 14.14 Пуски двигателя при выходе за пределы граничной механической характеристики в сравнении с нормальным режимом работы: а –  $n_{\text{зад}} = 700$  об/мин при  $U_{\text{п}} = 24$  В и  $\mu = 1$ ; б –  $n_{\text{зад}} = 1000$  об/мин при  $U_{\text{п}} = 48$  В и  $\mu = 1$ ; в –  $n_{\text{зад}} = 1000$  об/мин при  $U_{\text{п}} = 48$  В и  $\mu = 0,5$

При уменьшении пускового момента (рис. 14.14, в) граничная скорость может вообще не достигаться, и векторная система управления будет в состоянии поддерживать заданный момент вплоть до заданной скорости (при полной работоспособности структуры векторного управления).

## Выводы

1) Рассмотренная выше упрощенная структура векторного управления полностью обеспечивает высокое качество процессов регулирования



момента и скорости в зоне низких скоростей, в которой инвертор гарантированно сохраняет свойства инвертора тока.

- 2) Задание скорости качественно обрабатывается при любой нагрузке, не превышающей максимально допустимую. На рис. 14.15 показаны динамические характеристики привода при напряжении питания инвертора 48 В, задании скорости 700 об/мин и нагрузке реактивного типа ( $\mu_c = 0,1$  и  $0,5$ ). Компенсирующая положительная обратная связь по ЭДС включена: коэффициент передачи 0,038 – небольшая перекомпенсация.

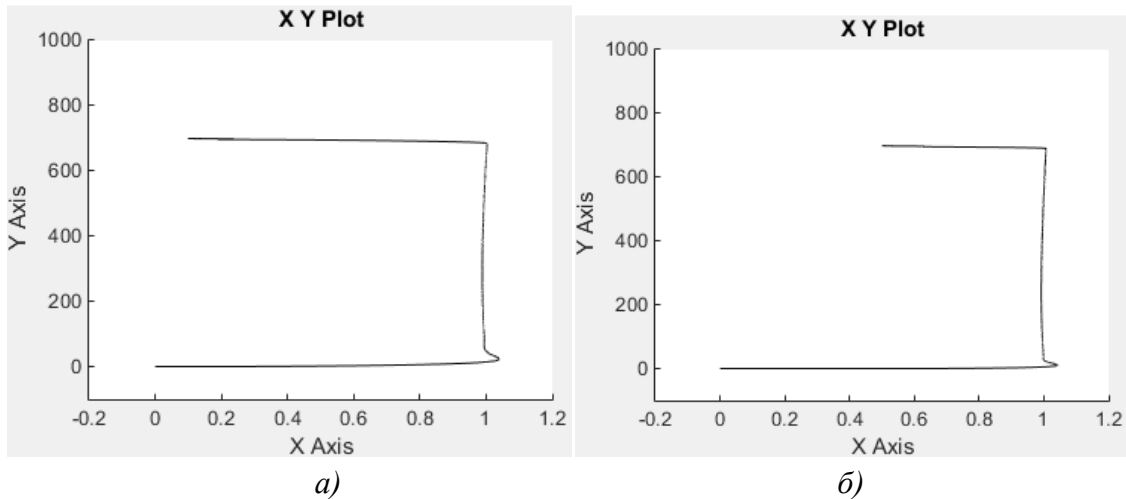


Рис. 14.15 Обработка задания скорости при разных нагрузках: а –  $\mu_c = 0,1$ ; б –  $\mu_c = 0,5$

- 3) Привод с системой векторного управления является *полностью четырёхквadrантным*: обеспечивает высокое качество процессов разгона, торможения и реверса. На рис. 14.16 показана циклограмма последовательно пуска «опытного» двигателя при напряжении питания 48 В и нагрузке  $\mu_c = 0,5$  сначала на скорость 400 об/мин, затем на скорость 700 об/мин с последующим реверсом на ту же максимальную скорость.

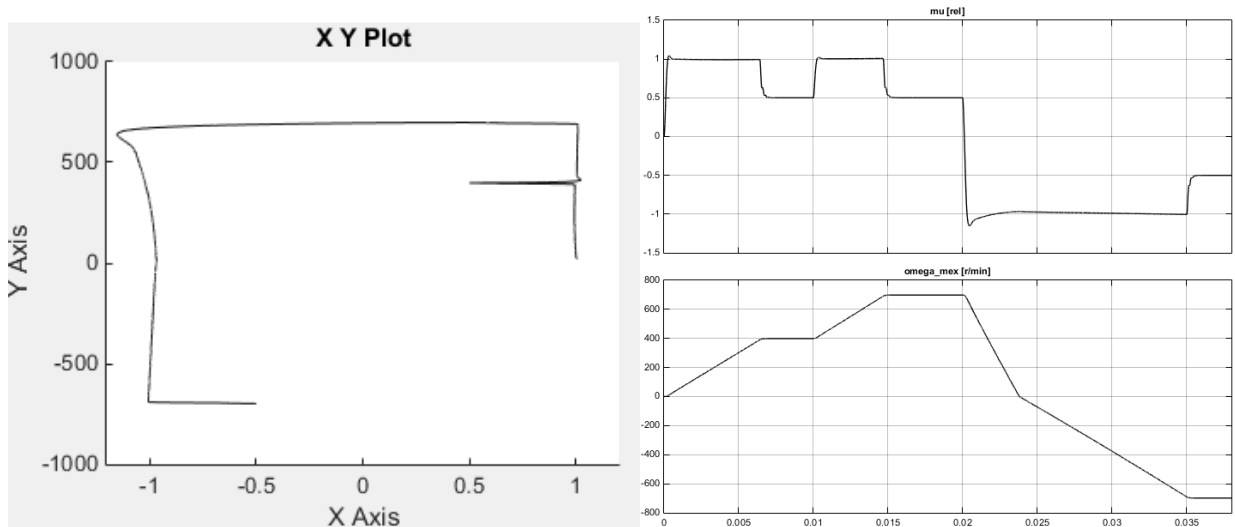


Рис. 14.16 Полностью четырёхквadrантное управление моментом и скоростью

Обратите внимание на работу привода с реактивной нагрузкой: при торможении нагрузка увеличивает суммарный динамический момент, увеличивая тормозное ускорение, а при смене знака скорости – уменьшает динамический момент и ускорение.

#### 14.10.4. Рабочие зоны привода. Рекомендации

Уравнения механических характеристик привода (при нулевом угле коммутации  $\Psi = 0$ , граничная и предельная), построенные по каталожным данным двигателя, позволяют с инженерной точностью оценить диапазоны работы привода при возможных структурах управления и выбрать рациональную структуру для конкретного применения. Общие графики механических характеристик для нашего «опытного» двигателя показаны на рис. 14.17 и рис. 14.18 для двух, рекомендуемых производителем ШД, напряжений питания инвертора.

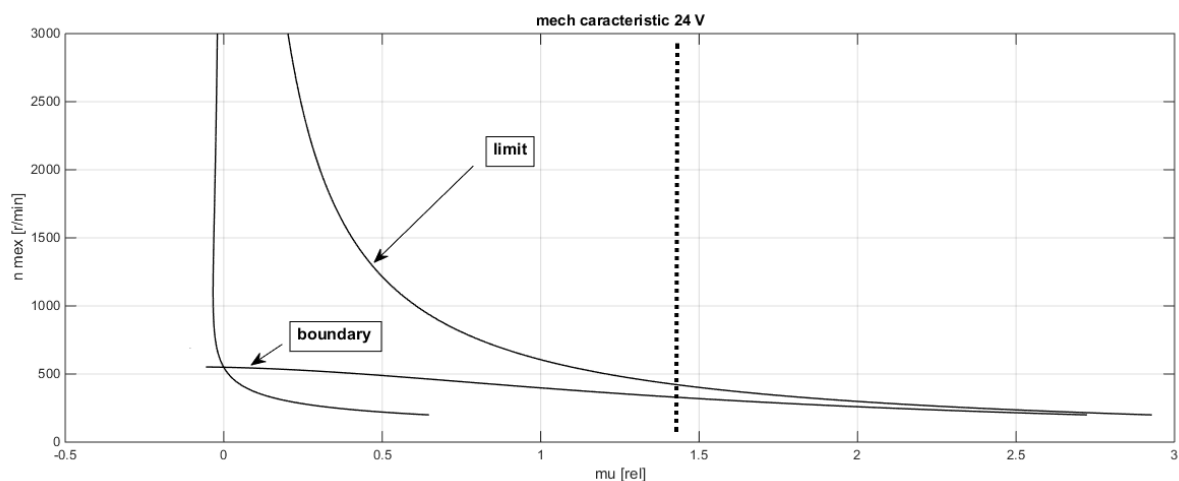


Рис. 14.17 Рабочие зоны при напряжении питания 24 В

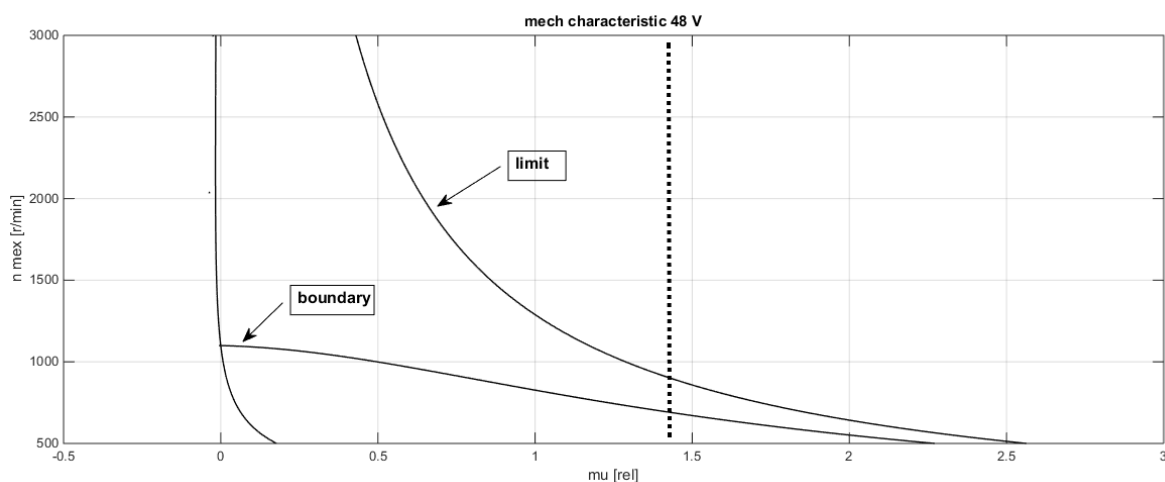


Рис. 14.18 Рабочие зоны при напряжении питания 48 В

## Рекомендации

- 1) В зоне низких скоростей (до граничной механической характеристики) предпочтительна классическая система векторного управления. При этом обеспечивается высокое качество регулирования электромагнитного момента и скорости. По сравнению с разомкнутыми структурами управления ШД на порядок снижается колебательность и уровень вибраций в приводе.
- 2) В зоне высоких скоростей (выше граничной и вплоть до предельной) могут работать как разомкнутые структуры с программированием разгона/торможения, так и замкнутые.
- 3) Для замкнутых систем потребуются более сложные структуры векторного управления, когда при выходе за пределы граничной характеристики стратегия управления заданными токами по осям  $d$  и  $q$  меняется.
- 4) Для шаговых двигателей гибридного типа (индукторных) с системой векторного управления максимальный момент не превышает 1,5...1,6 от номинального. При попытке кратковременного увеличения токов статора с контролем теплового режима момент двигателя ограничивается из-за насыщения зубцового слоя.
- 5) Для ШД и ВД магнитоэлектрического типа классической конструкции в динамике возможно кратковременное превышение номинальных токов и электромагнитных моментов ( $k_i = 2...4$ ) с обязательным контролем теплового режима машины.
- 6) В зоне максимальных скоростей, как при разомкнутых, так и при замкнутых структурах управления, устойчивая работа возможна только при ограничении момента нагрузки. Это ограничение весьма существенно. Так, для нашего «опытного» двигателя при  $U_n = 24$  В значение  $\mu_c \leq 0,2$ , а при  $U_n = 48$  В значение  $\mu_c \leq 0,4$ .
- 7) Зона высоких скоростей должна использоваться преимущественно для быстрых перемещений привода без или с минимальной нагрузкой.

### 14.11. Стратегия управления ВД в зоне высоких скоростей

Как уже отмечалось в главе 12, поддерживать на нулевом уровне значение тока  $i_d$  на высоких скоростях недостаточно. Это соответствует нулевому значению угла коммутации  $\Psi_u$ , в то время как для создания момента достаточного уровня, приближающегося к предельно возможному, требуется опережающая коммутация. Следовательно, при выходе за пределы граничной скорости необходима смена алгоритма управления заданиями токов по осям  $d$  и  $q$ . Описание таких стратегий векторного управления с

переключением структуры управления в зоне скоростей, превышающих граничную скорость, выходит за пределы данной книги. Ограничимся лишь некоторыми соображениями:

Возможно зависимое управление заданиями токов по осям  $d$  и  $q$  в функции текущей скорости.

Предельному значению электромагнитного момента двигателя соответствует оптимальный угол коммутации (по напряжению), равный

$$\Psi_{u \text{ опт}} = \arctg(T_S \omega_{\text{эл}}). \quad (14.16)$$

Ему будет соответствовать значение предельного момента и тока по оси  $q$ :

$$i_{q \text{ пред}} = i_q^* \text{ пред} = \frac{U_m^* \sqrt{1 + T_S \omega_{\text{эл}}} - k_e \omega_{\text{эл}}}{1 + (T_S \omega_{\text{эл}})^2}. \quad (14.17)$$

1. Можно задать ток по оси  $q$  в соответствии с (14.17) с некоторым коэффициентом запаса, не приближаясь к предельному значению.
2. Из двух значений, вырабатываемого регулятором скорости ( $i_{q\_set\_reg}^*$ ) и рассчитанного по формуле (14.17), можно выбрать наименьшее и подать его на вход регулятора тока РТ $q$ :

$$i_{q\_set}^* = \text{MIN} \left( i_{q\_set\_reg}^*, i_{q \text{ пред}}^* \right). \quad (14.18)$$

3. Предполагая, что угол коммутации по вектору тока  $\Psi_i$  незначительно отличается от угла коммутации по вектору напряжения  $\Psi_u$ , можно оценить требуемое значение задания тока по оси  $d$ :

$$i_{d\_set}^* = -i_{q\_set}^* \cdot \text{tg}(\Psi_{u \text{ опт}}) \cong -i_{q\_set}^* \cdot T_S \omega_{\text{эл}}. \quad (14.19)$$

Таким образом, сохраняя структуру векторного управления, можно обеспечить опережающую коммутацию в зоне высоких скоростей. Как видно из (14.19), такое управление можно назвать *управлением с ослаблением поля постоянных магнитов*, так как задание тока по оси  $d$  – отрицательное и уменьшает поток магнита ротора.

Динамическая механическая характеристика такого привода подобна изображенной на рис. 14.19. В зоне низких скоростей поддерживается заданный электромагнитный момент, а в зоне высоких скоростей – заданная мощность. Скорость поддерживается в обоих диапазонах.

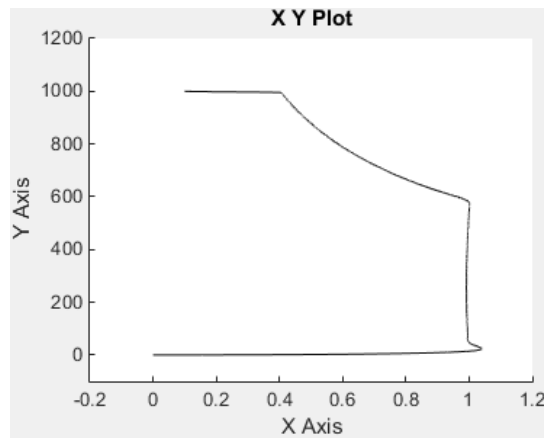


Рис. 14.19 Механическая характеристика ВД с двухзонным векторным управлением

### Выводы по главе

1. Рассмотренная структура векторного управления пригодна для управления любыми ШД и ВД в зоне низких скоростей.
2. Для ее работоспособности на высоких скоростях (выше граничных скоростей перехода из режима инвертора тока в режим инвертора напряжения) необходимы специальные алгоритмы.

### Контрольные вопросы

1. Одинаковы ли предельные механические характеристики для разомкнутого ШД и ШД в режиме вентильного двигателя?
2. Имеются какие-либо преимущества структуры векторного управления по сравнению со структурой частотно-токового управления ВД? Как это связано со схемой трёхфазной или многофазной обмотки статора?
3. Какой основной фактор позволяет «поднять» граничную механическую характеристику вверх, расширив скоростной диапазон привода?
4. Какая структура регулятора скорости в статической и астатической системах регулирования скорости?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 15. ИНТЕГРАЛЬНО-ГИБРИДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

|   |     |
|---|-----|
| 15.1. Основные понятия .....  | 350 |
| 15.2. Основные элементы ИД.....   | 351 |
| 15.3. От типовой структуры управления ДПТ к структуре интегральных драйверов с жёсткой логикой для БДПТ ..... | 353 |
| 15.4. ИД ВД с бездатчиковыми системами управления.....  | 357 |
| 15.5. Интеллектуальные ИД с открытой архитектурой для управления бесколлекторными двигателями.....            | 363 |

### 15.1. Основные понятия

В главе рассматриваются современные структуры и функциональные возможности *интегрально-гибридных драйверов вентильных двигателей* (ИД ВД).

*Драйвер* – это широкое понятие, которое объединяет в себе все устройства, приводящие в действие некоторый объект. Следует различать несколько вариантов драйверов. *Драйвер двигателя* – совокупность силового преобразователя и устройства управления, обеспечивающая работу двигателя в заданном режиме и с заданным качеством. *Драйвер силового ключа (предрайвер)* – предусилитель, сопрягающий систему управления с силовым ключом и обеспечивающий оптимальные режимы работы силового ключа на заданной частоте переключений, в который также могут быть заложены аппаратные схемы защиты, предотвращающие аварийные ситуации (защита от токов КЗ, перегрузки, от пониженного напряжения питания и т.д.).

Модуль, совмещающий в себе как функции системы управления, вентильного двигателя (ВД), так и драйвера силового преобразователя – это *интегрально-гибридный драйвер вентильного двигателя*. ИД ВД – это электронная схема большой сложности (БИС), изготавливаемая на полупроводниковой подложке (кристалле) и содержащая как элементы цифровой управляющей, так и аналоговой электроники в комбинации с элементами силовой электроники. Применение *интегрально-гибридных драйверов* (ИД) для электроприводов ограничивается мощностями до нескольких сотен ватт, т.к. в них используются низкие напряжения питания до 100 В, и при этом возможно объединение силовой и управляющей электроники в одной БИС. Не менее важным для ИД является минимальная величина удельных потерь в интегрированной силовой части, что напрямую

зависит от возможности встроенного теплоотвода малогабаритного корпуса БИС.

## 15.2. Основные элементы ИД

Типовая структура ИД приведена на рис. 15.1. ИД содержит три части: аналоговую, цифровую и силовую. Наличие и сложность каждой части определяется производителем ИД и зависит от области применения ИД и суммарной мощности.

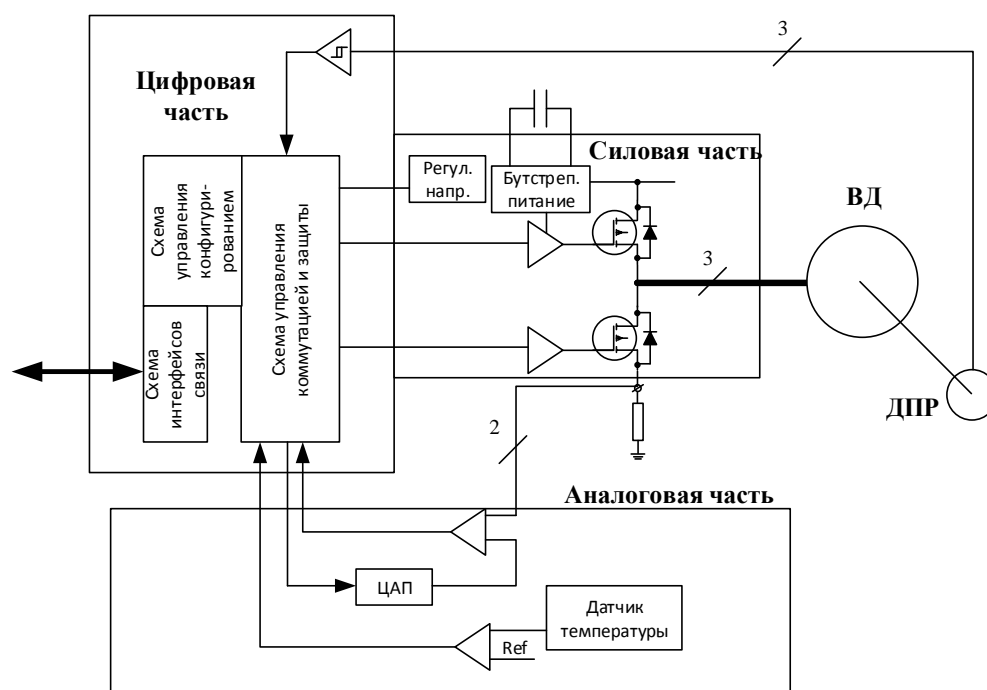


Рис. 15.1 Структура интегрально-гибридного драйвера

К аналоговой части ИД относят: схемы обработки сигналов с датчиков тока, компараторы регуляторов тока, схемы опорных уровней, аналого-цифровые преобразователи для сопряжения аналоговой части с цифровой, встроенные измерители температуры.

К цифровой части относят: схему приема и обработки сигналов с внешних дискретных датчиков положения; схему управления коммутацией и конфигурацией работы микросхемы ИД, которая может быть реализована в виде жёсткой логики или в виде встроенного процессорного ядра; коммуникационные интерфейсы связи с устройствами верхнего уровня управления. При использовании процессорного ядра ИД получает возможность свободного конфигурирования под разные структуры управления, что обеспечивается изменением программного обеспечения, которое может быть разработано как производителями ИД, так и

специалистами конечных пользователей. В этом случае говорят, что ИД имеет открытую архитектуру системы управления.

Силовая часть ИД включает: схемы питания встроенных цифровых и аналоговых цепей, усилители затворов силовых ключей (пре-драйверы), схемы «бутстрепного» питания драйверов, а также, в некоторых случаях, силовые ключи. Встраивание силовых ключей в ИД возможно преимущественно при низких напряжениях до 24 В.

Для встраиваемых в оборудование современных решений с регулируемыми электроприводами, в которых применяются ИД ВД, используются в основном трёхфазные электродвигатели с постоянными магнитами – бесколлекторные двигатели постоянного (BLDC) и переменного (BLAC) тока (см. главы 2, 8). Повышенный КПД, бесконтактность, компактные размеры и уменьшенное потребление реактивной мощности чаще заставляют использовать этот тип двигателей и для нерегулируемых приводов взамен асинхронных двигателей: в бытовой технике (в холодильниках, стиральных машинах, посудомоечных машинах); в насосах, компрессорах, вентиляторах и других приборах, требующих повышенной энергоэффективности.

Для BLAC-двигателей применяются ИД, поддерживающие алгоритмы синусоидального управления (скалярное или векторное), а для BLDC-двигателей (БДПТ) – шеститактная разнополярная одновременная или парная коммутация (см. главу 8). Система управления БДПТ с парной шеститактной коммутацией, в том числе с алгоритмами бездатчикового управления, проще в реализации и настройке, поэтому активно применяется в управлении электродвигателями малой мощности, например, в приводах вентиляторов для охлаждения компьютеров.

ИД с синусоидальным (особенно векторным) управлением чаще всего реализуются на базе открытой архитектуры системы управления, что подразумевает использование производительного микропроцессорного ядра.

Управление синхронными электродвигателями в режиме вентильного двигателя предполагает обязательное наличие датчика положения ротора. Наиболее распространены простые датчики на элементах Холла, которые измеряют абсолютное положение ротора на электрическом полюсном делении двигателя (см. главу 8). Датчиковые решения применяются в электроприводах, где требуется регулирование скорости/частоты вращения на малых скоростях. Однако, в ряде случаев большого диапазона регулирования скорости не требуется. Поэтому, для таких систем применяются алгоритмы бездатчикового управления, в которых текущее положение ротора и скорость определяются косвенными методами с



помощью дополнительных аппаратных средств: по противо-ЭДС в неработающей на данном такте коммутации фазе, или с помощью наблюдателей электрического положения ротора. При этом используются датчики фазных токов, напряжений, компараторы и схемы обработки аналоговых сигналов.

Управление бесколлекторными электродвигателями постоянного тока в режиме автокоммутации по датчику положения является наиболее распространённой структурой вентильного привода, поэтому рассмотрим основные элементы этой структуры, используемые в интегральных драйверах.

### 15.3. От типовой структуры управления ДПТ к структуре интегральных драйверов с жёсткой логикой для БДПТ

Идея использования ИД заключается в замене специализированных микроконтроллерных систем управления двигателями на более простые, надежные и дешёвые, где микроконтроллер выполняет только функции системы управления верхнего уровня, а базовые алгоритмы управления ВД полностью реализуются интегральным драйвером. Такие тенденции связаны с массовым использованием приводов на основе БДПТ в современной промышленности и быту. Поэтому, экономическая составляющая является очень важной. Проанализируем, какие элементы должны обязательно входить в ИД для управления БДПТ.

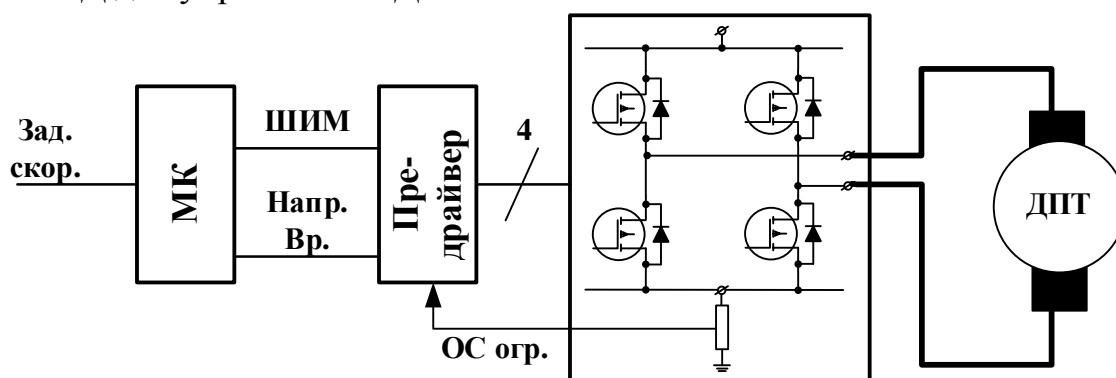


Рис. 15.2 Функциональная схема электропривода с ДПТ

Рассмотрим типовую структуру системы управления коллекторными двигателями постоянного тока (ДПТ) – рис. 15.2. В ней используется драйвер для управления внешним полным силовым транзисторным мостом. Микроконтроллер, выполняющий функции системы управления верхнего уровня, принимает только дискретные команды оператора типа «Пуск» и «Стоп», а также сигнал аналогового задания скорости. На выходе формируется сигнал направления движения и ШИМ-сигнал,

пропорциональный требуемой скорости. Эти два сигнала и поступают на пред-драйвер, задача которого – сформировать управляющие сигналы на затворы силовых ключей.

Для ДПТ при жесткой механической характеристике, обратную связь по скорости используют редко. В позиционных приводах с ДПТ в структуру на рис. 15.2 добавляется датчик положения.

Аналогичная структура системы управления бесколлекторным двигателем постоянного тока показана на рис. 15.3.

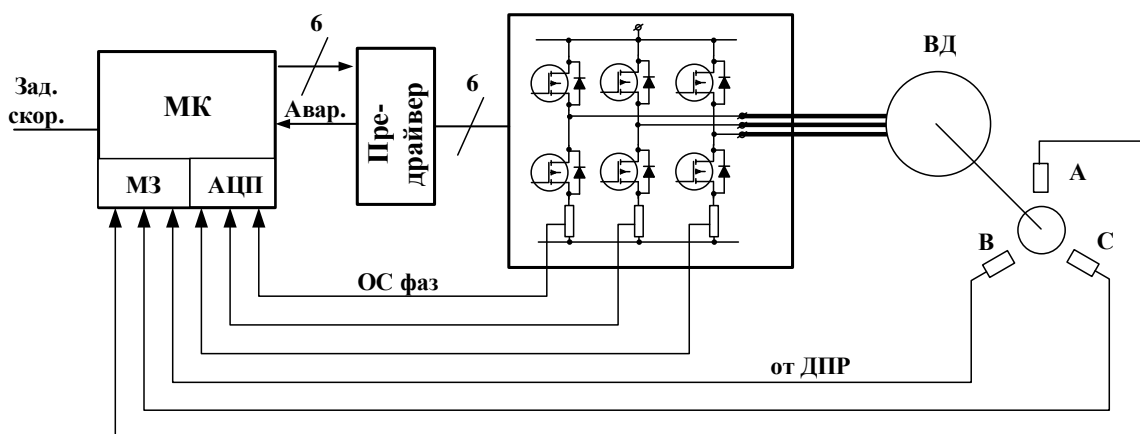


Рис. 15.3 Функциональная схема электропривода с БДПТ

Традиционное процессорное решение состоит из трех полумостов (для трёхфазных двигателей) и пре-драйвера, который обеспечивает аппаратную защиту силовых ключей и сопряжение с микроконтроллером (МК). БДПТ требует электрической коммутации по датчику положения, а это означает, что МК должен иметь специальную периферию для прямого цифрового управления силовыми ключами. Кроме того, для обработки сигналов дискретных датчиков положения, например, на элементах Холла, в микроконтроллер должен входить модуль захвата (МЗ), допускающий выделение каждого перепада входного сигнала с генерацией соответствующего прерывания. Требования к микроконтроллеру возрастают с точки зрения наличия специализированных функций входов и выходов по сравнению с микроконтроллером для управления ДПТ. Такие микроконтроллеры будут относиться уже к категории специализированных, предназначенных для управления двигателями (Motor Control) и движениями (Motion Control) [7, 8].

Распространенная структура интегрального драйвера для управления БДПТ представлена на рис. 15.4. В такой структуре микроконтроллер должен быть относительно простым, неспециализированным, дешевым, а специальные функции управления БДПТ должен выполнять интегральный драйвер. Интерфейс с микроконтроллером классический: сигнал направления

движения и ШИМ-сигнал, скважность которого задает уровень напряжения питания и скорость двигателя.

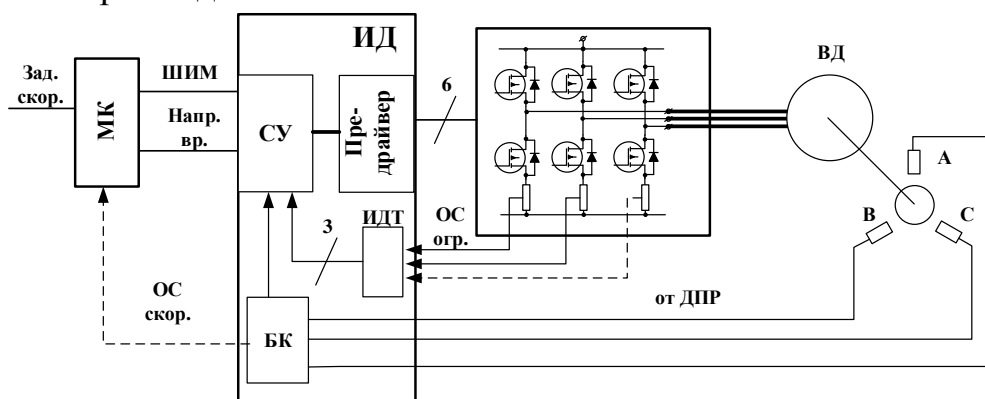


Рис. 15.4 функциональная схема электропривода БДПТ с ИД

ИД должен иметь специальные входы, обеспечивающие прямой интерфейс с датчиком положения, чаще всего на элементах Холла, и специальный блок обработки сигналов датчика положения. Именно этот блок выполняет функцию автокоммутации в соответствии с принятым для конкретного двигателя алгоритмом коммутации фаз с заданным числом электрических состояний – блок БК (блок коммутации). Он выдает разрешающие сигналы на силовые ключи, которые должны работать в данном электрическом состоянии машины. Блок БК может дополнительно генерировать также сигнал, пропорциональный частоте вращения вала ротора – для создания (при необходимости) обратной связи по скорости в систему более высокого уровня управления.

В приведённой структуре ИД выполняет функцию автономного инвертора напряжения: контур тока представляет собой релейный регулятор тока с отсечкой, которая вводится в работу только при достижении заданной максимальной уставки по току. При выходе из режима отсечки силовые ключи будут работать в режиме широтно-импульсной модуляции со скважностью, пропорциональной заданию скорости двигателя на входе ИД.

Для измерения токов обычно используются токовые шунты, установленные в нижних ключах полумостов инвертора. Такое решение имеет ограничения – достоверную информацию по токам фаз можно получить только на интервале проводимости ключей. В редких случаях датчики токов устанавливаются непосредственно в провода подключения фаз, что позволяет непрерывно контролировать фазные токи. Это решение более сложное и дорогое. Интерфейс с датчиками фазных токов (ИДТ) является обязательным атрибутом интегрального драйвера БДПТ. Он обеспечивает как встроенную максимально-токовую, так и тепловую защиту двигателя (от перегрузки).

Дополнительно (на рис. 15.4 не показано) в ИД реализуется также полный комплекс защит силовых ключей инвертора от перегрузки по току, теплового перегрева, перенапряжениям ключей и др.

Подобная структура интегрального драйвера реализуется, например, в ИД DRV8306 от компании TI.

ИД имеет три пре-драйвера полумостов для управления внешними силовыми МОП-транзисторами. Микросхема DRV8306 генерирует требуемые напряжения для управления затворами внешних силовых ключей, используя встроенную схему «бутстрепного» питания и линейный регулятор для стабилизации этого напряжения.

Встроенный блок коммутации обеспечивает 120-градусную парную разнополярную коммутацию для двигателей типа BLDC. Устройство DRV8306 имеет три встроенных компаратора, которые принимают сигналы от датчиков положения на элементах Холла. Коэффициент заполнения выходного напряжения, приложенного к коммутируемым фазам, пропорционален скважности ШИМ-сигнала на входе драйвера. Ток на интервале коммутации трапецеидальный с автоматическим ограничением на этапе нарастания.

В ИД встроены функции защиты: блокировка работы при пониженном напряжении, от неисправности схемы «бутстрепного» питания, защита от перегрузки по току, от сквозного тока в стойках силовых транзисторов, от неисправности пре-драйвера и перегрева микросхемы. При возникновении неисправности выдается аппаратный сигнал аварии в вышестоящую систему управления.

### **Выводы**

Рассмотрены структуры простейших интегральных драйверов для бесколлекторных двигателей постоянного тока, работающих с трапецеидальными токами фаз. В более продвинутых структурах ИД аппаратно реализуются уже структуры векторного управления с синусоидальными токами фаз.

Благодаря использованию интегральных драйверов можно создавать компактные и дешевые системы управления БДПТ с уменьшенной сложностью и простым управлением, что наиболее критично для электроприводов, используемых в бытовой технике и компьютерной периферии.

#### 15.4. ИД ВД с бездатчиковыми системами управления

Для приводов с вентиляторной нагрузкой не требуется работа на низких оборотах, поэтому для удешевления и повышения технологичности привода вообще отказываются от датчика положения в двигателе. Это не только упрощает сам двигатель, но и интерфейс с инвертором, который становится всего лишь трёхпроводным. Такая ситуация характерна для приводов авиамodelей и дронов, а также для большинства приводов систем вентилирования и кондиционирования воздуха в промышленности и быту.

Существует несколько вариантов реализации алгоритмов бездатчикового управления для БДПТ:

- 1) использование сигналов против-ЭДС, наводимой в обмотках статора, для идентификации момента очередного переключения фаз;
- 2) использование магнитной асимметрии двигателя для идентификации текущего электрического положения ротора [13];
- 3) использование цифровых наблюдателей электрического положения ротора [9].

Алгоритм автокоммутации на основе магнитной асимметрии машины использует факт наличия в магнитоэлектрических двигателях реактивного (фиксирующего) момента за счет взаимодействия магнитов ротора с зубчатой структурой статора. При этом в статорную обмотку можно подать дополнительный высокочастотный тестовый сигнал и проанализировать отклик на него. Далее, по математической модели двигателя можно рассчитать текущее электрическое положение ротора и выполнить в нужный момент коммутацию фаз.

Подобным образом работают и наблюдатели электрического положения ротора: на основе текущих мгновенных сигналов напряжений и токов фаз с учетом математической модели двигателя рассчитывается текущее электрическое положение ротора и определяются моменты очередных коммутаций.

Оба способа требуют наличия точной измерительной аппаратуры, в том числе – датчиков фазных напряжений и токов, а также значительных вычислительных затрат, которые возможны только при использовании в составе интегрального драйвера ВД высокопроизводительных процессоров с развитой периферией (включая АЦП). Именно по этой причине они не используются в ИД ВД массового спроса. Преимущество отдается более простому в реализации первому способу, основанному на определении момента коммутации по нулю ЭДС в неподключенной на данном такте коммутации фазе.

На рис. 15.5 приводится сравнение двух наиболее распространенных для трёхфазных двигателей методов коммутации: одновременной разнополярной, когда одна из фаз подключается к одной из шин постоянного тока, а две другие в параллель – к противоположной шине; парной разнополярной, когда к шинам звена постоянного тока подключаются только две из трех фаз, а третья остается неподключенной.

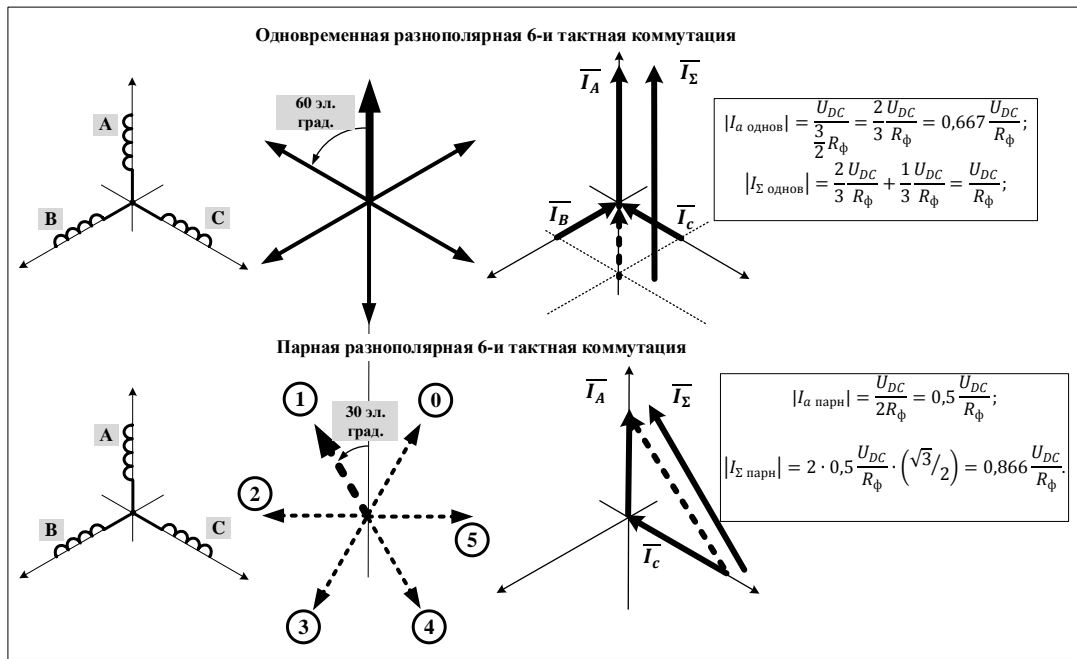


Рис. 15.5 Сравнение двух способов коммутации вентильных двигателей

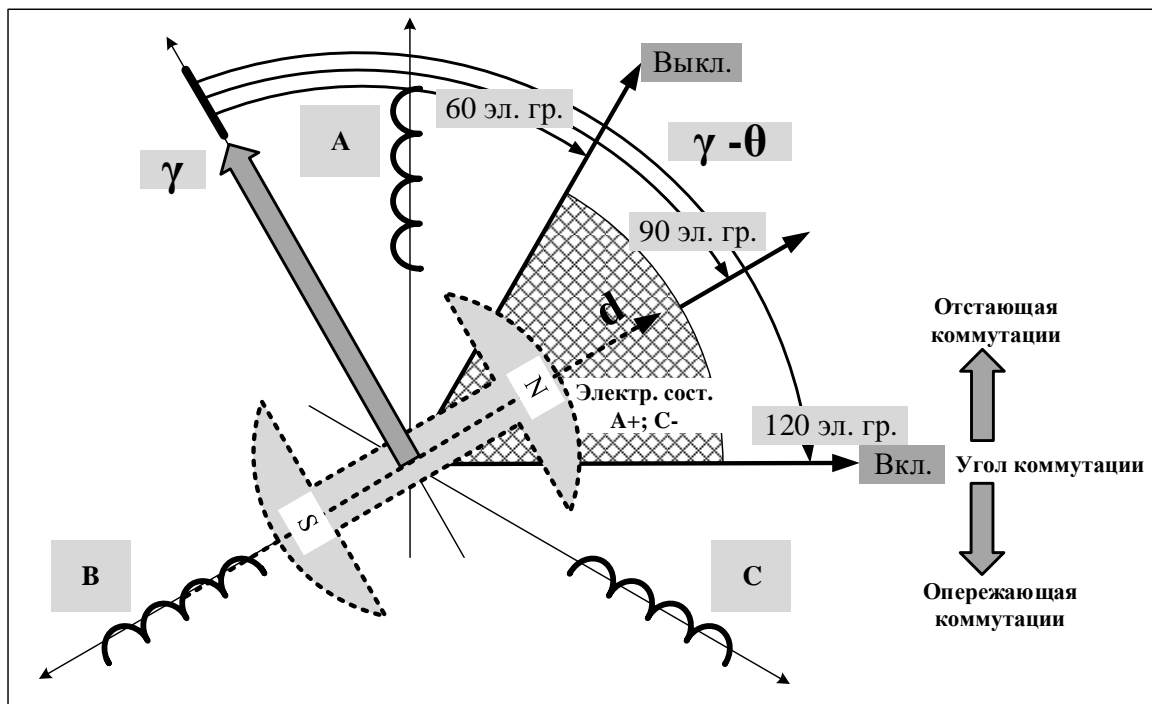


Рис. 15.6 К принципу бездатчикового управления трёхфазными магнитоэлектрическими двигателями

В обоих случаях имеется всего 6 различных электрических состояний вектора результирующего тока статора, отстоящих друг от друга на 60 эл. град. Это и есть величина электрического шага двигателя в разомкнутой структуре управления. Для идентификации этих состояний и в том, и в другом случае достаточно трех датчиков на элементах Холла, сигналы которых сдвинуты друг относительно друга на 120 эл. град. Однако, при втором способе управления величина амплитуды результирующего вектора тока статора, а значит, и максимального электромагнитного момента, снижается примерно на 13,4%. Несмотря на некоторое недоиспользование двигателя по моменту, этот способ коммутации имеет неоспоримые преимущества для реализации бездатчиковых структур управления (рис. 15.6).

Предположим, что двигатель (по команде датчика положения) отработывает состояние 1, когда к звену постоянного тока последовательно подключены две фазы А и С. На рисунке показано положение заданного вектора тока статора  $\gamma$  и положение продольной оси магнитоэлектрического ротора  $d$  при включении этого состояния ( $\gamma - \theta = 120$  эл. град.) и при его отключении ( $\gamma - \theta = 30$  эл. град.). При этом среднее значение динамической ошибки ( $\gamma - \theta$ ) равно 90 эл. град., что соответствует так называемой нейтральной коммутации с максимально возможным использованием двигателя по моменту.

Обратите внимание на то, что именно в середине такта коммутации, когда продольная ось ротора совпадает с осью неподключенной на данном такте фазы В, ЭДС этой фазы меняет свой знак и проходит через ноль. Следовательно, можно использовать этот факт для идентификации середины текущего такта коммутации и для определения момента очередной коммутации. Алгоритм бездатчиковой коммутации трёхфазного двигателя по ЭДС неподключенных фаз можно сформулировать так:

- 1) на каждом такте коммутации с помощью нуль-органов контролируются моменты прохождения ЭДС неподключенных фаз через ноль (события «середины интервала коммутации»);
- 2) время между двумя очередными событиями измеряется с помощью электронного таймера и используется для оценки текущей скорости двигателя;
- 3) вводится электронная задержка времени от момента поступления события «середины интервала коммутации» до момента очередного переключения фаз – очередной коммутации;
- 4) временная задержка равна половине периода поступления событий с нуль-органов для нейтральной коммутации и уменьшается для реализации

- опережающей коммутации (увеличивается – для получения отстающей коммутации);
- 5) угол коммутации  $\psi$  может регулироваться в пределах  $\pm 30$  эл. град. без какого-либо нарушения работы алгоритма. Этого может быть достаточно для широкого класса магнитоэлектрических двигателей с малыми индуктивностями фаз;
  - 6) величина угла коммутации может меняться в функции текущей скорости для оптимизации энергопотребления двигателей, что актуально для всех автономных систем с аккумуляторным питанием;
  - 7) в простейших случаях угол коммутации может не регулироваться и выставляться равным  $+30$  эл. град. (небольшая опережающая коммутация).

Описанный выше алгоритм может быть относительно легко реализован как аппаратно с помощью электронных таймеров, так и программно, при использовании встроенных периферийных модулей современных микроконтроллеров (модулей сравнения, захвата и т.д.).

На рис. [15.7](#) приведены осциллограммы фазных токов и ЭДС при бездатчиковом управлении в соответствии с описанным выше алгоритмом. В верхней части рисунка для сравнения приведены осциллограммы сигналов с датчиков положения на элементах Холла, которые используются в традиционных датчиковых системах управления.

Специальными символами помечены события перехода ЭДС неподключенных фаз через ноль, которые позволяют рассчитать время текущего такта  $t_{\text{такта}}$  и определить момент очередной коммутации.

Для двигателей с вентиляторной нагрузкой ограничения по диапазону регулирования угла коммутации, имеющиеся в алгоритме, являются несущественными. Также для подобного класса механизмов не принципиально некоторое недоиспользование двигателя по моменту – более важным является упрощение конструкции как двигателя, так и инвертора вместе с его системой управления.

Регулирование скорости обычно выполняется по каналу выходного напряжения инвертора, а канал угла коммутации используется только для оптимизации энергопотребления.



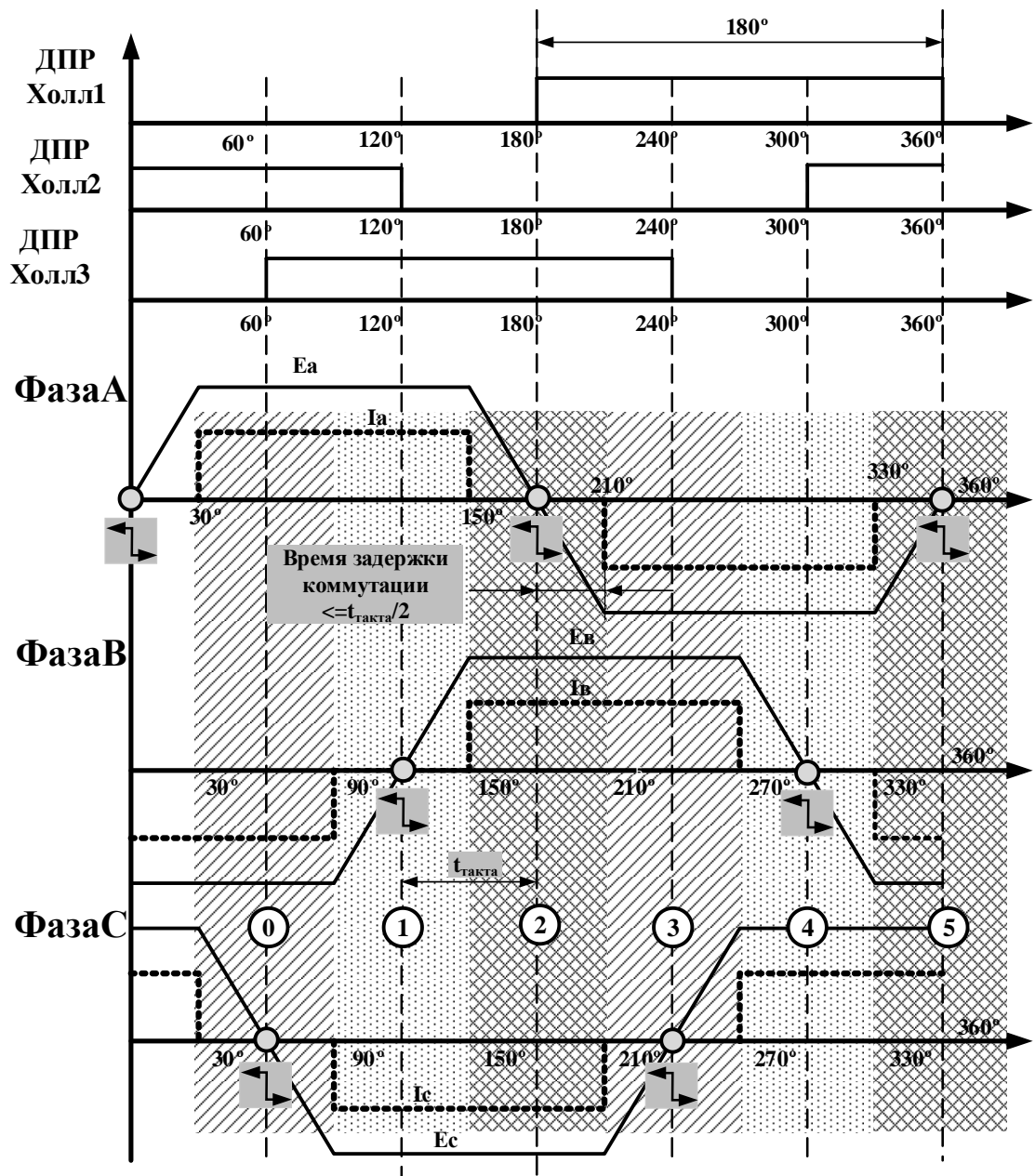


Рис. 15.7 Осциллограммы фазных токов и ЭДС при бездатчиковом управлении

На точность идентификации момента прохождения ЭДС через ноль значительное влияние могут оказывать электромагнитные помехи, связанные с широтно-импульсным регулированием токов фаз на интервале коммутации. Для уменьшения этого влияния в ИД предусматриваются специальные меры фильтрации.

Упрощенная структура системы управления БДПТ с блоком детектирования положения по ЭДС в неподключенной на данном такте коммутации фазе представлена на рис. 15.8. Этот блок по существу выполняет функции виртуального датчика электрического положения ротора.

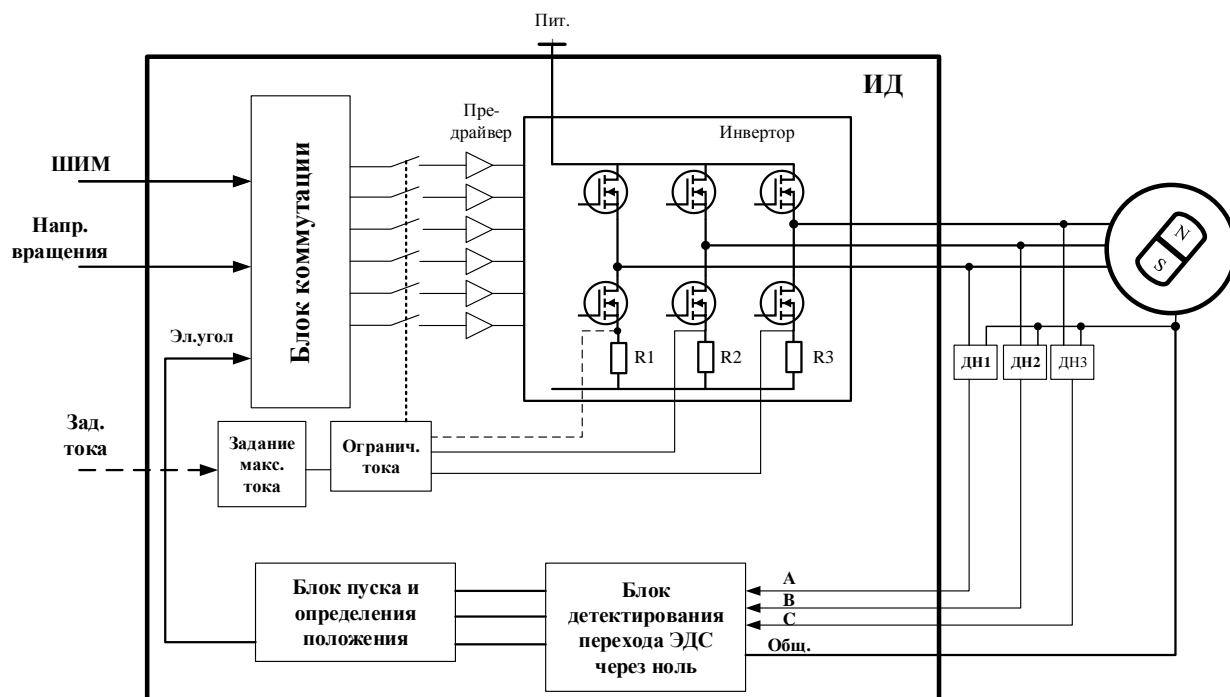


Рис. 15.8 Структура управления БДПТ в бездатчиковом режиме работы

Реализация блока детектирования перехода противо-ЭДС через ноль осуществляется с помощью схем аналоговых компараторов, на которые заводятся фазные напряжения. Для выделения фазных напряжений используется либо общая точка фаз двигателя, соединенных в звезду, либо «искусственно» созданная нулевая точка, либо средняя точка напряжения питания звена постоянного тока инвертора.

В бездатчиковой системе управления основной проблемой является пуск электродвигателя и устойчивая работа на низких скоростях, где противо-ЭДС сложно детектировать. Эта проблема решается при дополнительном использовании разомкнутых структур управления: при пуске двигатель сначала фиксируется в определенном электрическом состоянии, а затем запускается в режиме шагового с нужным темпом увеличения управляющей частоты. Проверяется устойчивость алгоритма бездатчикового управления по ЭДС. При положительном ответе на этот вопрос работа алгоритма активизируется.

Для того, чтобы двигатель гарантированно запустился, требуется обеспечить корректный оптимальный профиль разгона, при котором ротор не выпадет из синхронизма до того момента, пока система управления гарантированно не будет определять положение ротора. Профиль разгона зависит от многих факторов: момента инерции нагрузки, момента сопротивления нагрузки, параметров двигателя. Обычно в ИД предусматриваются дополнительные дискретные или аналоговые входы для настройки интенсивности разгона.

## 15.5. Интеллектуальные ИД с открытой архитектурой для управления бесколлекторными двигателями

Для приложений, где требуется гибкость в использовании системы управления, например, при использовании одной и той же системы управления для нескольких решений, производителями предлагаются ИД с открытой архитектурой. Вместо жесткой логики в ИД интегрируют специализированные микроконтроллеры.

Рассмотрим одно из таких решений – ИД **STSPIN32F0**, разработанный фирмой ST Microelectronics [14]. Основные области применения: автоматика, авиамоделирование, вентиляторная и насосная техника, бытовые приборы.

Помимо встроенной силовой части, микросхема содержит сложную цифровую часть – встроенный универсальный микроконтроллер, на основе которого возможна разработка программного обеспечения, адаптированного под требования заказчика, и реализация практически любой системы управления вентильным двигателем (табл. 15.1).

Таблица 15.1 Варианты структур управления, аппаратно поддерживаемых ИД

| № | Структура системы управления   | Особенности  |
|---|--|--|
| 1 | Управление скоростью синхронных двигателей в разомкнутой по положению структуре управления от шеститактного инвертора напряжения с ШИМ-регулируемым напряжением на такте по любому закону, например, $U(f) = \text{const}$ . | Простые разомкнутые системы регулирования скорости (вентиляторы, насосы, игровые дроны). |
| 2 | То же, но с использованием синусоидальной векторной ШИМ-модуляции и поддержанием кругового годографа вектора напряжения.   | Разомкнутые системы регулирования скорости повышенного диапазона и качества.             |
| 3 | Управление скоростью и/или положением шагового двигателя в режиме целых шагов (парная/одновременная шеститактная разнополярная коммутации), а также в режиме электрического дробления шага (микрошагового управления).       | Расширенный скоростной диапазон, повышенное разрешение по положению разомкнутых систем.  |
| 4 | Надежное управление моментом и скоростью вентильных двигателей ВД со встроенным датчиком положения в режиме BLDC.  | Двигатель со встроенным датчиком на элементах Холла.                                     |
| 5 | Векторная датчиковая система управления ВД с синусоидальными фазными токами и малыми девиациями скорости – ВЛАС.   | Прецизионный датчик положения высокого разрешения, например, синусно-косинусный.         |
| 6 | Бездатчиковая система управления ВД с минимизированным трёхпроводным подключением двигателя (любые методы идентификации положения ротора, в том числе автокоммутация по противо-ЭДС двигателя).                              | Без датчика положения, без датчика скорости, но с датчиками напряжений и токов фаз.      |

Упрощенная блок-схема бесколлекторного привода на базе драйвера STSPIN32F0 показана на рис. 15.9. Драйвер требует подключения внешних силовых ключей, что позволяет масштабировать мощность конечного изделия. В качестве силовых ключей возможно использование силовых полевых транзисторов (MOSFET) или биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT).

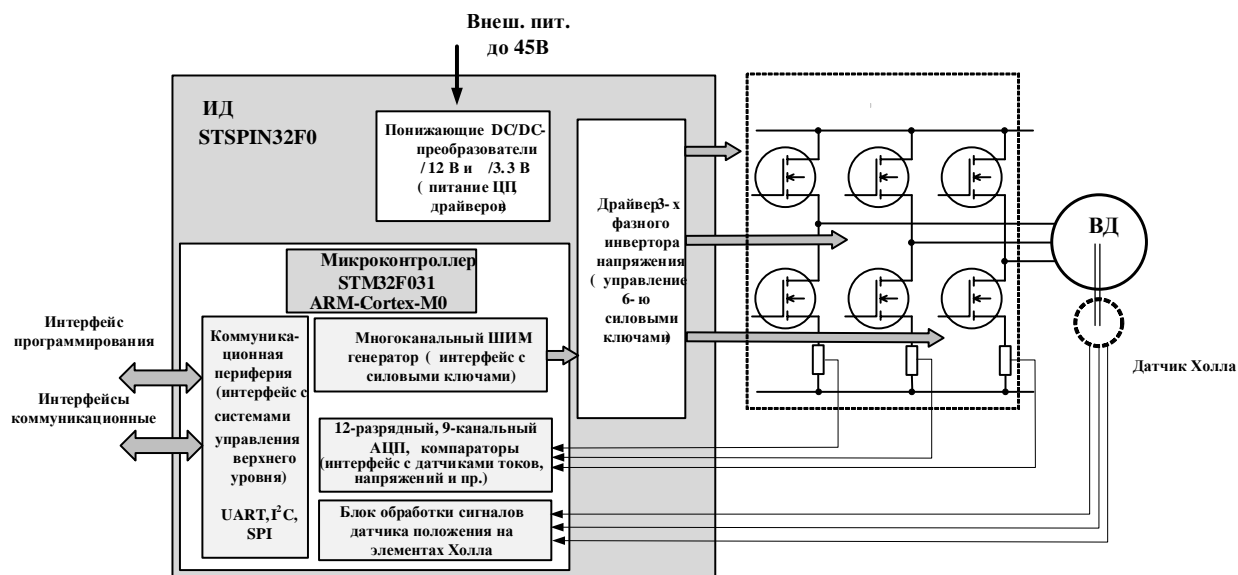


Рис. 15.9 Упрощенная блок-схема бесколлекторного привода на базе ИД STSPIN32F0

Эта микросхема имеет максимальный набор блоков, характерных для универсальных, высокопроизводительных ИД:

1. Полноценный микроконтроллер STM32F0 с перспективной ARM-архитектурой и системой команд, работающий на частоте до 48 МГц со встроенной памятью: 4 Кбайт ОЗУ, 32 Кбайт перепрограммируемой Flash-памяти. Программирование – по стандартному последовательному интерфейсу SWD;
2. Встроенный пре-драйвер трёхфазного инвертора напряжения с максимальным выходным током до 600 мА с защитой от одновременного включения верхнего и нижнего силовых ключей каждой стойки инвертора;
3. Система встроенного питания драйверов силовых ключей и процессорной части на основе DC/DC-преобразователей 12 В и 5 В с защитой по перегрузке, тепловому перегреву и коротким замыканиям;
4. Расширенная периферия управления двигателями.

Микросхема отличается широким набором встроенной специализированной периферии для управления двигателями (Motor Control):

1. 16-разрядные таймеры и многоканальные ШИМ-преобразователи для управления силовыми ключами инвертора на высоких частотах

переключения с возможностями векторной ШИМ-модуляции (см. главу 14). Три пары выходных комплементарных сигналов с программируемым «мертвым временем» для полноценного независимого управления тремя стойками силовых транзисторов.

2. Аналого-цифровые преобразователи и четыре операционных усилителя для ввода сигналов обратных связей с аналоговых датчиков (напряжений и токов фаз, технологических переменных), нормирования аналоговых сигналов датчика положения на элементах Холла и сигналов с шунтов;

3. Программируемые компараторы для порогового детектирования максимального тока (защиты двигателя по максимальному току);

4. Модуль квадратурного декодирования сигналов датчика положения на элементах Холла;

5. Порты ввода/вывода общего назначения;

6. Порты типовых коммуникационных интерфейсов для сопряжения драйвера двигателя с системами управления высокого уровня (*I2C*, *UART* и *SPI*).

### **Выводы по главе**

1. ИД ВД – узкоспециализированные микросхемы, предназначенные, в основном, для работы с трёхфазными синхронными двигателями с постоянными магнитами.
2. Это сложные БИС с аналоговыми и цифровыми устройствами на одном кристалле, что позволяет избавиться от проблем с электромагнитной совместимостью и влиянием взаимных помех.
3. Использование ИД ВД позволяет существенно сократить время разработки нового изделия и повысить его надежность.
4. При использовании ИД ВД с открытой архитектурой управления возможна реализация любых структур систем управления.

### **Контрольные вопросы**

1. Объясните значение термина «интегрально-гибридная» БИС.
2. Почему двигатель при парной коммутации оказывается несколько недоиспользованным по электромагнитному моменту?
3. В каких пределах регулируется угол коммутации в системах с идентификацией моментов коммутации по ЭДС неподключенных фаз?
4. Каковы недостатки систем измерения токов фаз с использованием шунтов в нижних ключах стоек инверторов напряжения?

5. Что такое «пре-драйвер»? Почему его использование позволяет расширить мощностной ряд силовых преобразователей при сохранении структуры системы управления?
6. Для каких приводов преимущественно предназначены ИД ВД с алгоритмами бездатчикового управления?
7. Какой может быть структура силового преобразователя (регулятора скорости вращения) для бесколлекторных приводов пропеллеров квадрокоптеров?
8. Как выполняется пуск двигателя в бездатчиковой системе управления по ЭДС?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 16. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СЕРВОПРИВОДОВ ДЛЯ СОВРЕМЕННОГО ЦИФРОВОГО ИНТЕГРИРОВАННОГО ПРОИЗВОДСТВА

|  |     |
|--|-----|
| 16.1. Интеграция сервоприводов в цифровое автоматизированное производство..... | 367 |
| 16.2. Модульная конструкция бесколлекторных двигателей постоянного тока .....  | 371 |
| 16.3. Комплектный сервопривод.....   | 374 |
| 16.4. Интерфейс сервоусилителя с внешними устройствами .....                   | 375 |
| 16.5. Многоконтурная система управления с переключаемой структурой             | 377 |
| 16.6. Принципы управления сервоконтроллером по промышленной сети               | 379 |
| 16.7. Понятие профиля траектории движения.....                                 | 381 |
| 16.7.1. Траектории движения с профилированием скорости или положения .....     | 382 |
| 16.7.2. Траектории движения с ограничением рывка.....                          | 383 |
| 16.8. Вспомогательные режимы работы сервопривода .....                         | 384 |
| 16.9. Режим выполнения заранее заданной последовательности движений...         | 387 |
| 16.9.1. Смешанный профиль траектории движения.....                             | 388 |
| 16.9.2. Пример последовательности команд управления движениями                 | 390 |
| 16.10. Функции мониторинга и защиты .....                                      | 391 |
| 16.11. Функции устройства ввода привода в эксплуатацию.....                    | 391 |

### 16.1. Интеграция сервоприводов в цифровое автоматизированное производство

Разработка и выпуск современного оборудования ориентированы на использование в *интегрированном цифровом производстве*, когда все его элементы полностью компьютеризированы. Отдельные уровни оборудования объединены *промышленными сетями* – так называемыми *полевыми шинами*, с помощью которых выполняются все возможные операции: управление объектом автоматизации (ОА) в реальном времени, контроль и даже модернизация производственной программы и программного обеспечения отдельных устройств (рис. 16.1).

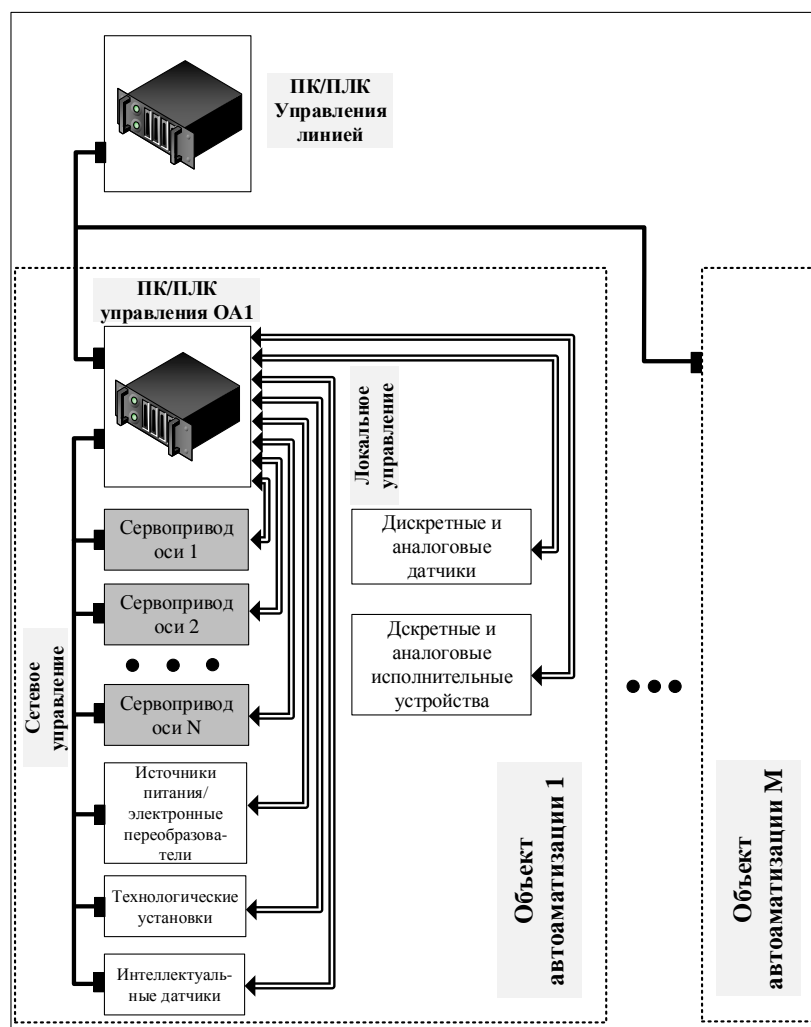


Рис. 16.1 Концепция интеграции сервопривода в современное цифровое производство

Большинство *элементов* объекта автоматизации (станка, робота, сборочного автомата, упаковочной машины и т.д.) должны быть *интеллектуальными* – иметь *встроенные микропроцессорные системы управления* (контроллеры) с выходом на промышленную сеть (на полевую шину), по которой они могут управляться от одного общего устройства управления – промышленного логического контроллера (ПЛК) или промышленного компьютера (ПК), полностью отвечающего за функционирование объекта.

В состав объекта автоматизации могут входить такие *интеллектуальные устройства*, как: сервоприводы, силовые преобразователи энергии любого типа, источники вторичного питания, интеллектуальные датчики одной или нескольких технологических переменных. Для прямого сопряжения с неинтеллектуальными устройствами (датчики скорости и положения, датчики конечного положения, начала координат, кнопки аварийного управления и т.п.) *встроенные микропроцессорные контроллеры* должны иметь необходимый *интерфейс*, включающий в себя определенное число портов, что позволит реализовать



*функцию распределенного дискретного и аналогового ввода/вывода с минимизацией кабельных соединений.*

На рис. 16.1 большинство устройств, входящих в объект автоматизации, в том числе сервоприводы осей, являются интеллектуальными и имеют собственные микропроцессорные контроллеры. Только некоторая часть дискретных и аналоговых датчиков, а также исполнительных устройств будет непосредственно управляться от ПК/ПЛК верхнего уровня через модули расширения дискретного и аналогового ввода/вывода. Это позволит не только уменьшить число кабельных соединений, которые были бы необходимы при локальном управлении, но и значительно повысить надежность объекта автоматизации, а также уменьшить его стоимость.

Наличие микропроцессорных контроллеров на нижнем уровне управления (приводов, преобразователей и т.д.) позволяет передать им часть функций, которые ранее решались высоким уровнем, например, *функций управления движениями*. В частности, становится возможным *распределенное позиционное управление* любым числом осей, когда контроллер сервопривода получает задание на очередное положение, самостоятельно планирует и воспроизводит нужную траекторию движения, информируя по сети вышестоящий ПК/ПЛК о выполнении задания.

*Замыкание обратных связей* по скорости, положению оси и некоторым технологическим переменным через интеллектуальные контроллеры приводов и силовых преобразователей *становится локальным*, не требующим подключения к ПК или ПЛК. Это на порядок уменьшает число электрических соединений, разгружает верхний уровень управления от необходимости принимать высокочастотные сигналы с датчиков положения и/или скорости, повышает надежность. Также становится возможной предварительная запись *типовых программ движения осей* по сети в энергонезависимую память контроллеров приводов, что позволяет решать на этом уровне управления ряд дополнительных задач, таких как оптимизация производительности и минимизация энергопотребления объекта.

Таким образом, различают сервоприводы, предназначенные для *локального и сетевого управления*. В последнем случае число приводов, входящих в объект автоматизации, не ограничивается.

Использование современных *протоколов высокого уровня* для промышленных сетей позволяет решать задачи не только управления объектом, но и *удаленного параметрирования, настройки и контроля* за состоянием всех элементов объекта автоматизации.

Встраиваемые контроллеры сервоприводов могут иметь дополнительные интерфейсы для подключения специальных *устройств ввода их в эксплуатацию* с функциями *автонастройки параметров* элементов системы управления. Например, с помощью интерфейса выхода в Интернет можно осуществить настройку привода непосредственно с сервера производителя.

Интегрированное компьютерное производство предполагает объединение неограниченного числа объектов автоматизации в автоматическую линию или участок производства промышленной сетью более высокого уровня с управлением от собственного ПЛК или ПК. При поддержке выхода в Интернет с устройств промышленной сети появляется возможность *удаленной коррекции ошибок в программном обеспечении* любого интеллектуального устройства и быстрого перехода на новые версии рабочего ПО с обязательным условием защиты информации от несанкционированного доступа. Обеспечивается также полная диагностика возможных ошибок и сбоев при работе каждого устройства, широкий спектр защит: от коротких замыканий, перенапряжений, перегрева и т.п.

Реализация в контроллерах привода унифицированных и стандартизованных *функций безопасности* позволяет уменьшить или вообще исключить внешнюю релейно-контакторную защитную аппаратуру, обеспечить безопасность работы оборудования и обслуживающего персонала. Например, функция защиты от самопроизвольного включения привода после случайного исчезновения и повторного восстановления питания.

Все большее число серийных сервоприводов, как с шаговыми, так и с вентильными двигателями, удовлетворяет требованиям интеграции в современное компьютеризованное производство. Такие приводы имеют встроенные контроллеры высокой производительности на базе *цифровых сигнальных процессоров* или *специализированных процессоров типа Motor Control* (управления двигателями) или *Motion Control* (управления движениями) с развитыми функциями прямого интерфейса с силовыми ключами инверторов и датчиками обратных связей разных типов. Высокая разрядность процессоров (16 разрядов и выше) и наличие встроенной поддержки вычислений в формате с плавающей точкой практически снимают все ограничения на сложность подлежащих реализации алгоритмов управления, как по точности, так и по быстродействию [7, 8].

В этой главе мы рассмотрим общие *принципы построения сервоприводов с вентильными двигателями*, реализуемыми в своей продукции большинством ведущих мировых производителей.

## 16.2. Модульная конструкция бесколлекторных двигателей постоянного тока

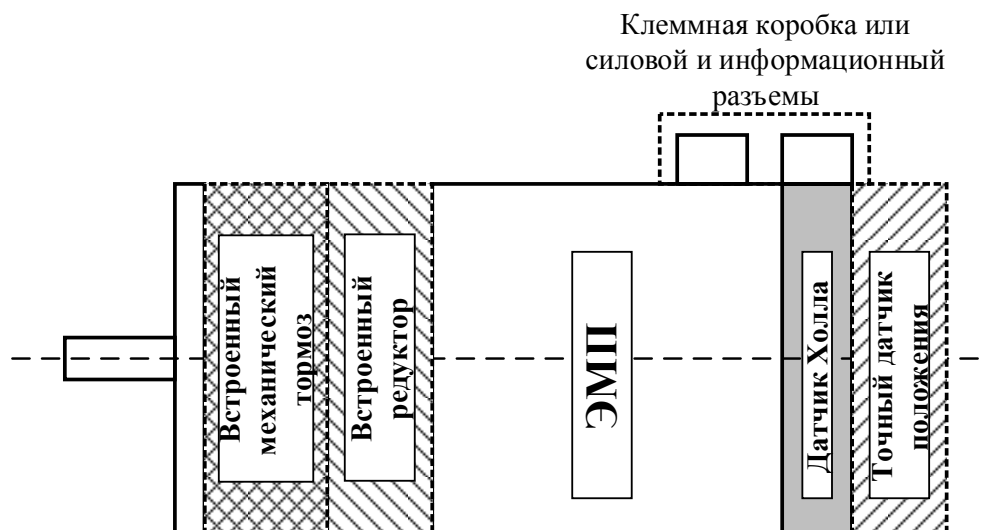


Рис. 16.2 Модульная конструкция современного серводвигателя

Вентильные двигатели на базе синхронных машин с постоянными магнитами высоких энергий (NdFeB неодим-железо-бор, SmCo самарий кобальт) на роторе являются сегодня основой для реализации максимально эффективных исполнительных двигателей сервоприводов, как по быстродействию, так и по энергопотреблению. Двигатели имеют *модульную конструкцию* и состоят из собственно электромеханического преобразователя и встроенного датчика положения для обеспечения режима автокоммутации (обычно, датчика на элементах Холла). Кроме основного датчика положения (датчика «по умолчанию») к двигателям, предназначенным для отработки положения, дополнительно пристраиваются более точные датчики: импульсные, синусно-косинусные, вращающиеся трансформаторы и т.п. (рис. 16.2). С их помощью вентильные двигатели получают возможность работы как в режиме BLDC (бесколлекторного двигателя постоянного тока), так и в режиме BLAC (бесколлекторного двигателя переменного тока) с высоким разрешением по положению.

Серводвигатели могут *конструктивно интегрироваться* с широким спектром механических устройств: *редукторами, механическими тормозами, преобразователями вращательного движения в поступательное*, например, шариковыми винтовыми парами. В последнем случае привод называется *актуатором* и используется в возвратно-поступательных механизмах с ограниченной величиной хода.

Серводвигатели могут иметь как один, так и два выхода вала и клеммную колодку для подключения к сервопреобразователю. Часто на двигателях устанавливаются два разъема: *силовой* для подключения обмотки

двигателя к инвертору и *информационный* для подключения датчика/ов положения к сервоконтроллеру (рис. 16.2).

Большинство серводвигателей имеют *фланцевую конструкцию* для удобства подключения к нагрузке. Диаметр корпуса двигателя обычно совпадает с размером стороны квадратного фланца. Габариты серводвигателей и размеры присоединительных отверстий соответствуют одному из международных стандартов.

### Пример

Фирма Schneider Electric производит серийно электронно-коммутируемые двигатели (electronically commutated Motors – ECM), имеющие встроенный датчик положения на элементах Холла и допускающие пристраивание к корпусу двигателя дополнительного более точного датчика положения, например, оптического импульсного. Если второго датчика нет, то функцию точного измерения положения внутри полюсного деления машины выполняет контроллер привода, реализуя программную интерполяцию между фиксированными положениями ротора, измеренными по датчику Холла. Эти двигатели получили название BDM (Brushless DC Motor) – бесколлекторные двигатели постоянного тока, они предназначены для станочных, робототехнических и приборных применений. Диапазон мощностей до 0,4 кВт, выпускаются двух типоразмеров:

1. **BDM 4:** размер фланца 42 мм, два варианта длины; номинальная мощность от 57 до 100 Вт; номинальный момент от 0,13 до 0,22 Н·м.
2. **BDM 7:** размер фланца 66 мм, четыре варианта длины; номинальная мощность от 120 до 370 Вт; номинальный момент от 0,24 до 0,8 Н·м. Серия двигателей может комплектоваться встроенными в двигатель энкодерами.

Все двигатели могут иметь опцию встроенного дополнительного *шестеренчатого* или *планетарного редуктора* (с коэффициентом передачи от 7 до 308), а также *удерживающего тормоза*.

Двигатели имеют обмотку, уложенную в пазы «железа» статора, следовательно, собственный *фиксирующий момент*, возникающий при взаимодействии магнитов ротора с зубчатой поверхностью статора. В ряде применений этого момента может быть достаточно, чтобы отказаться от использования дополнительного внешнего удерживающего тормоза. Двигатели имеют фланцевую конструкцию (рис. 16.3) и выпускаются как с

малым значением собственного фиксирующего момента (low detent torque), так и с большим фиксирующим моментом (high detent torque).

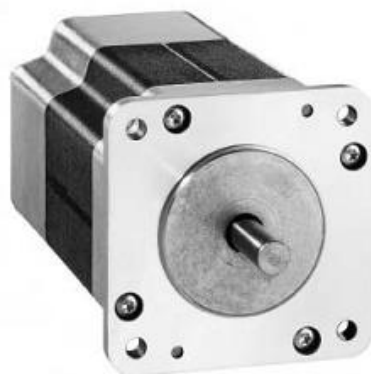


Рис. 16.3 Фланцевая конструкция вентильных двигателей серии BDM

### **Преимущества:**

- высокая номинальная скорость – до 5300 об/мин;
- за счет изменения намотки статорной обмотки возможны различные значения номинальных напряжений питания 24, 48, 325 В;
- длительно допустимый момент равен номинальному во всем диапазоне скоростей, вплоть до номинальной;
- кратность максимального кратковременного момента 2...4;
- диапазон рабочих температур окружающей среды от -25 °С до +40 °С. Принудительного охлаждения не требуется.

Двигатели BDM7 предназначены для совместной работы с силовыми преобразователями, управляемыми по промышленной сети, для интеграции в цифровое автоматизированное производство. Основные параметры двигателей приведены в табл. 16.1.

- Число пар полюсов 2 или 4 (последняя цифра в цифровом коде двигателя);
- Напряжения питания двигателей расширены: 24, 48, 325 В;
- Допустимое кратковременное превышение момента 3÷4;
- Непрерывный удерживающий момент несколько превышает номинальный за счет фиксирующего реактивного момента. Двигатели с двумя парами полюсов имеют высокий собственный фиксирующий момент, а с четырьмя парами полюсов – низкий.
- Двигатели могут иметь встроенный оптический инкрементальный датчик (энкодер) в дополнение к встроенному датчику на элементах Холла. Оба датчика подключаются к сервоусилителю через общий информационный кабель.

- Если имеется требование минимальных девиаций мгновенной скорости, рекомендуется двигатель с меньшим значением фиксирующего момента.

Таблица 16.1 Параметры двигателей BDM7

| Параметр                        |        | BDM 72    |           | BDM 74    |           | BDM 75    |           | BDM 77    |           |
|---------------------------------|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
|                                 |        | 722       | 724       | 742       | 744       | 752       | 754       | 772       | 774       |
| Диаметр фланца                  | мм     | 66        |           |           |           |           |           |           |           |
| Диаметр вала                    | мм     | 8         |           |           |           |           |           |           |           |
| Напр. питания, U <sub>DC</sub>  | В      | 24/48/325 |           |           |           | 48/60/325 |           |           |           |
| Ном. мощн., P <sub>ном</sub>    | Вт     | 120       | 120-130   | 180-190   | 160-200   | 250       | 310-320   | 350-370   | 340-370   |
| Ном. скорость, n <sub>ном</sub> | об/мин | 4800-4850 | 4300-4350 | 4500-4750 | 4250-4400 | 5000      | 4350-4500 | 5000-5300 | 4100-4450 |
| Ном. момент, M <sub>ном</sub>   | Нм     | 0,24      | 0,28      | 0,38      | 0,37-0,44 | 0,48      | 0,68      | 0,67      | 0,8       |
| Длит. уд. мом, M <sub>уд</sub>  | Нм     | 0,31      | 0,33      | 0,53      | 0,58      | 0,81      | 0,88      | 1,08      | 1,09      |
| Макс. момент, M <sub>макс</sub> | Нм     | 0,70      | 0,70      | 1,40      | 1,40      | 2,10      | 2,10      | 2,8       | 2,8       |
| Крат. максим. момента           | -      | 2,92      | 2,50      | 3,68      | 3,50      | 4,38      | 3,09      | 4,18      | 3,5       |
| Масса двиг., m                  | кг     | 1,05      | 1,05      | 1,4       | 1,4       | 1,7       | 1,7       | 2,05      | 2,05      |
| Удельн. ном. момент             | Нм/кг  | 0,23      | 0,27      | 0,27      | 0,28      | 0,28      | 0,4       | 0,33      | 0,39      |
| Удельн. макс. момент            | Нм/кг  | 0,67      | 0,67      | 1,00      | 1,00      | 1,24      | 1,24      | 1,37      | 1,37      |

### 16.3. Комплектный сервопривод

Под *комплектным сервоприводом* понимается совокупность трех устройств: *серводвигателя*; *сервоусилителя* и *сервоконтроллера*. Сервоконтроллер может быть либо отдельным устройством, либо встроенным в сервоусилитель микропроцессорным устройством. В этом случае он выполняет как функции управления сервоусилителем, так и сервоприводом в целом.

Конструктивно сервоусилители для малых и средних мощностей выполняются в виде блоков, предназначенных для настенного монтажа на DIN-рейку или настольного монтажа.

## Пример

Фирма Schneider Electric для управления серводвигателями серии BDM поставляет два типа сервоусилителей:

1. BLP14 с интерфейсом выхода на полевую шину CANopen – для структур *сетевого управления скоростью и положением*;
2. BLV14 с аналоговым интерфейсом 0...5 или 0...10 В – для структур *локального управления скоростью*.

Внешний вид комплектного оборудования (без кабелей) показан на рис. 16.4.



Рис. 16.4 Сервоусилители BLP14 и BLV14 для управления двигателями BDM

Двигатели имеют высокие удельные показатели (табл. 16.1) при минимальных габаритах и высоком КПД. Гибкость применения достигается за счет наличия двух версий сервоусилителей с различными интерфейсами сопряжения с системами управления более высокого уровня. При этом возможно создание как автономных (*локальных*) систем автоматизации, так и систем автоматизации с *сетевым управлением по промышленному интерфейсу CAN* для компьютерного интегрированного производства.

### 16.4. Интерфейс сервоусилителя с внешними устройствами

*Сервоконтроллер* обычно встраивается в сервоусилитель и имеет разъемы для подключения ко всем внешним устройствам:

- приборный разъем для подключения встроенных в двигатель датчиков положения и подачи на них питания;
- силовой разъем для подключения обмотки управления двигателя;

- дискретные порты ввода/вывода для подключения дискретных исполнительных устройств (например, датчиков конечного положения и начала координат);
- аналоговые порты для ввода задающих воздействий;
- разъем коммуникационного интерфейса связи для обмена данными с устройством управления более высокого уровня для приводов, допускающих сетевое управление (для приводов, работающих в автономном режиме, интерфейс может отсутствовать);

Сервоусилитель со встроенным сервоконтроллером представляет собой конструктивную интеграцию силового преобразователя (инвертора тока) и микроконтроллера и имеет все необходимые интерфейсы для организации сетевых структур управления объектом автоматизации и автономного режима работы (рис. 16.5).

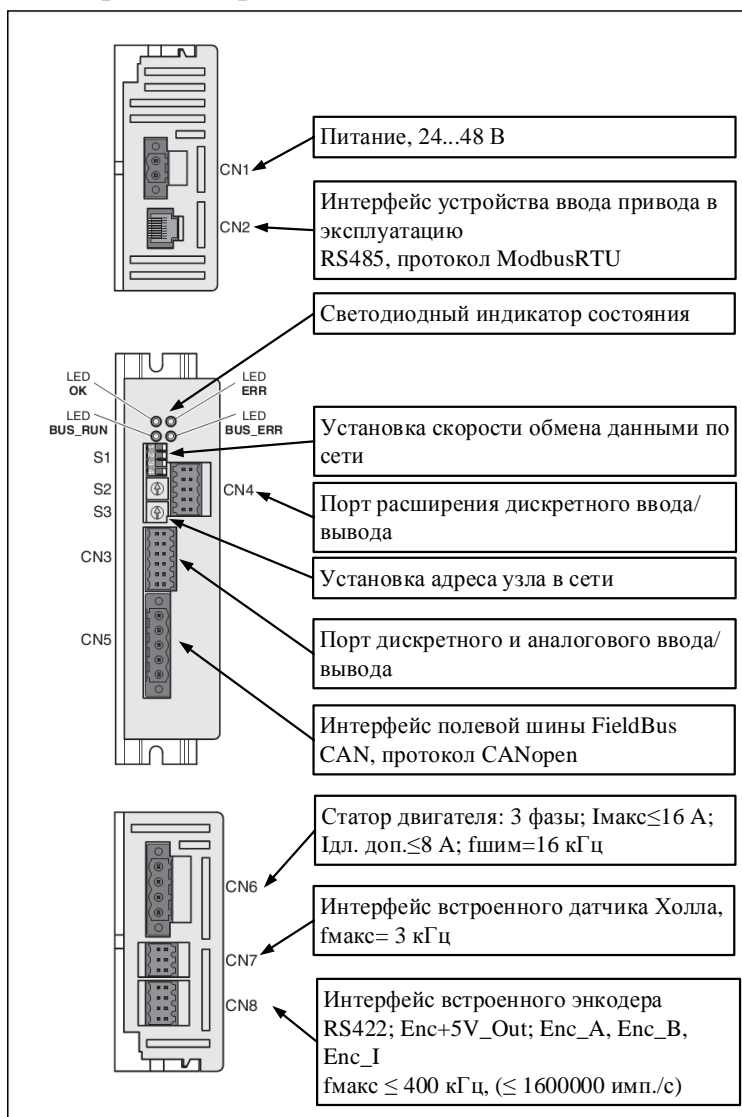


Рис. 16.5 Интерфейс сервоусилителя (серводрайвера) с внешними устройствами



## 16.5. Многоконтурная система управления с переключаемой структурой

Современный сервопривод должен обеспечивать несколько различных режимов работы в зависимости от потребностей пользователя без изменения его аппаратной части:

- 1) управление моментом (усилием для линейных двигателей);
- 2) управление скоростью;
- 3) управление положением (*позиционный электропривод*);
- 4) воспроизведение заданной траектории с заданной скоростью (*контурное управление*) – как минимум для двух приводов, работающих согласованно;
- 5) слежение за объектом (*слеящий электропривод*) – для двух и более приводов.

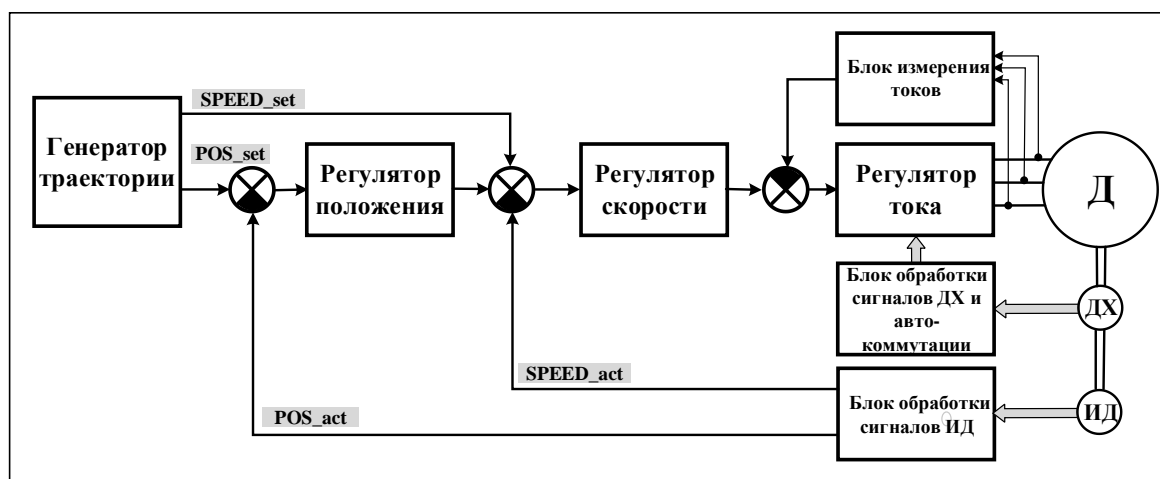


Рис. 16.6 Структура системы управления сервоприводом с подчиненным регулированием координат (режим BLDC)

Первые три функции являются наиболее простыми и присутствуют во всех *позиционных электроприводах*. Их реализация возможна при построении системы управления в виде нескольких контуров – чаще всего по принципу *подчиненного регулирования координат* (см. [приложение 1](#)), когда управляющее воздействие на контур тока формирует регулятор скорости, а на контур скорости – регулятор положения (рис. 16.6). Показанная на рис. 16.6 структура соответствует режиму бесколлекторного двигателя постоянного тока (BLDC), когда ток поддерживается неизменным на каждом такте коммутации по встроенному в двигатель датчику Холла (ДХ). При этом более точное измерение положения на полюсном делении двигателя и измерение скорости выполняются по дополнительному импульсному датчику положения (ИД).

Структуры более качественных систем векторного управления сервоприводами (ВЛАС) рассмотрены нами в главе 14.

Для получения высокой точности и приемлемого качества процессов отработки перемещений система управления позиционными приводами дополняется *генератором траектории движения* (Movement generator), рассчитывающим оптимальную траекторию перемещения в реальном времени с учетом заданных ограничений координат и математической модели привода.

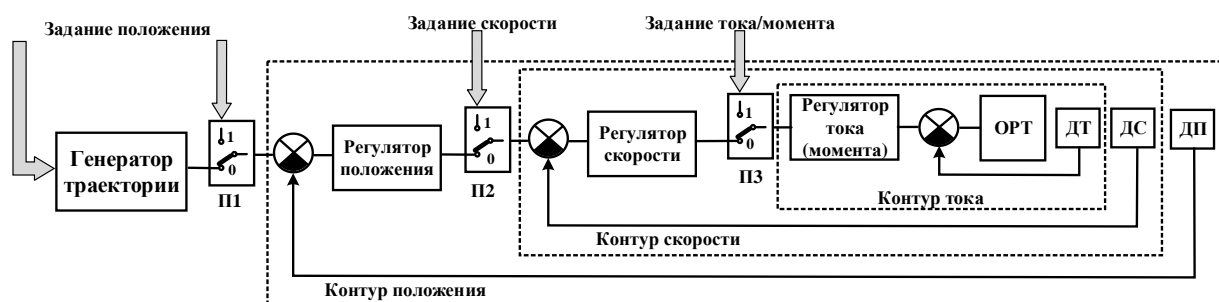


Рис. 16.7 Использование программно-управляемых переключателей для задания режима работы привода

Генератор траектории формирует не только задание на положение, но и в общем случае задания на скорость и ток (момент) – рис. 16.7. Если появляется ошибка по положению, скорости или току, она компенсируется всеми имеющимися регуляторами.

Реальная структура управления может программно изменяться по желанию пользователя. Это возможно, если в нее включается определенное число *программируемых переключателей*. На рис. 16.7 показаны четыре переключателя, состояние которых позволяет реализовать базовые режимы работы позиционного электропривода – табл. 16.2.

Таблица 16.2 Выбор режима работы позиционного электропривода

| Состояние переключателей |    |    | Режим работы привода   |
|--------------------------|----|----|--|
| П1                       | П2 | П3 |  |
| 0                        | 0  | 0  | Режим позиционирования с использованием генератора траектории                            |
| 1                        | 0  | 0  | Режим позиционирования с использованием регулятора положения (без генератора траектории) |
| x                        | 1  | 0  | Режим управления скоростью   |
| x                        | x  | 1  | Режим управления током (моментом)  |

Заметим, что программируемые переключатели – это всего лишь битовые переменные в памяти сервоконтроллера, состояние которых может изменяться как системой управления более высокого уровня, так и

устройством ввода привода в эксплуатацию (возможно – оператором с пульта локального управления).

Механические характеристики серводвигателей имеют две зоны работы:

1. *Длительно допустимой работы*, в которой момент может быть любым, меньшим номинального ( $M \leq M_{\text{ном}}$ ) и скорость – любой, меньшей номинальной ( $\omega \leq \omega_{\text{ном}}$ );
2. *Кратковременной работы*, в которой длительность работы ограничена, а момент может превышать номинальный с некоторой кратностью, например, 4:1. Работа в этой зоне должна сопровождаться контролем температурного режима, как исполнительного двигателя, так и инвертора.

Механическая характеристика двигателя в зоне ограничения скорости может быть, как *статической*, так и *астатической* (при наличии интегральной составляющей в регуляторе скорости) (см. главу 14).

## 16.6. Принципы управления сервоконтроллером по промышленной сети

Существует большое многообразие полевых шин (Profibus, Modbus, CAN, Ethernet и др.) которые широко применяются в промышленности для построения систем автоматизированного производства. Они существенно отличаются друг от друга по физической реализуемости шины, ее быстродействию и функциональным возможностям. Особенности различных промышленных сетей подробно изучаются в специальных курсах компьютерной и микропроцессорной техники. Их описание выходит за рамки данной книги. Отметим лишь важнейшие положения *сетевого взаимодействия* различных узлов сети (ПК, ПЛК, сервоконтроллеров):

- Взаимодействие узлов промышленной сети верхнего уровня (ПК, ПЛК) с сервоконтроллерами приводов выполняется путем *записи* новых значений в *управляющие переменные* сервоконтроллеров и *считывания текущих значений* из переменных состояния контроллеров;
- *Управляющие переменные* – это переменные, меняющие конфигурацию (структуру) системы управления и задающие воздействия, а также параметры системы управления (коэффициенты регуляторов, предельные значения параметров и т.п.);
- *Переменные состояния* – это текущие координаты привода (токи, скорость, положение), а также значения технологических переменных, регулируемых с помощью привода и измеряемых контроллерами (давление, расход и т.д.);

- Перечень всех переменных, доступных по сети, называется *словарем объекта*. Запись нового значения в управляющую переменную, например, переменную управления переключателями структуры системы управления, автоматически приводит к изменению режима работы привода. Считывание текущего значения переменной состояния равносильно получению сигнала обратной связи по данной переменной (току, скорости, положению и т.д.);
- Для эффективного управления любыми устройствами по промышленной сети определенного типа, независимо от фирмы-производителя конечного оборудования, ведущими международными компаниями разрабатываются и устанавливаются *протоколы обмена данными высокого уровня*. Так, для сети CAN, разработан протокол высокого уровня CANOpen, который можно считать языком удобного «общения» между устройствами, подключенными к сети CAN – узлами сети. Этот протокол широко используется в системах автоматизации и на транспорте;
- В протоколах высокого уровня предусматриваются не только средства гарантированно надежной передачи данных по сети, но и средства синхронизации работы объектов нижнего уровня по времени, а также немедленного оповещения устройств управления более высокого уровня об авариях и неисправностях в устройствах более низкого уровня (по аналогии с прерываниями в процессорной технике);
- Наименования переменных в словаре объектов и типы расположенных в них данных *унифицируются международными соглашениями* для устройств одинакового назначения, например, – преобразователей частоты, позиционных приводов, источников питания. Эта специфика описывается в так называемых *«профилях» обмена данными* для устройств определенного типа.

### **Пример**

- Коммуникационный профиль DS301 регламентирует обмен данными между узлами сети, работающей по протоколу CANOpen;
- Профиль DSP402 описывает стандартные объекты систем позиционирования, в том числе переменные статуса позиционного привода, операционные режимы его работы, включая режимы поиска начала координат.

## 16.7. Понятие профиля траектории движения

Реальная траектория движения рабочего органа механизма всегда ограничивается технологией работы конкретного механизма. Это могут быть ограничения по положению, скорости, ускорению или рывку. Ограничения по положению контролируются с помощью датчиков конечного положения, являющихся обязательным атрибутом любого позиционного привода; ограничения по скорости – с помощью датчиков скорости; а по ускорению – с помощью датчиков тока. Набор переменных ограничения и есть *профиль траектории движения (Motion Profile)*, параметры которого могут задаваться по сети или от устройства ввода привода в эксплуатацию.

Различают режим *профилирования скорости* и режим *профилирования положения*. В первом случае пользователю требуется получить определенный закон изменения скорости путем отработки последовательности заданий скорости, а во втором – определенный закон отработки положений рабочего органа.

При сетевом управлении в первом случае в качестве задания по сети поступает величина заданной скорости (*Target Velocity*), а во втором – заданной позиции (*Target Position*).

И в том, и в другом случае дополнительно ограничиваются предельно возможные значения следующих параметров:

1. максимальной допустимой скорости перемещения (*Speed\_max*);
2. максимального ускорения (*Acc\_max*);
3. максимального замедления (*Decel\_max*).

Последние два параметра в общем случае могут отличаться друг от друга по абсолютной величине: с учетом момента сопротивления нагрузки величина допустимого замедления в конкретном приводе может быть больше допустимого значения ускорения.

*Стандартный режим управления скоростью* (или поддержания скорости) отличается от режима профилирования скорости тем, что отработка задания скорости производится с максимально возможными для данного привода ускорениями и замедлениями. В режиме профилирования скорости параметры ускорения/замедления для каждого кадра задания скорости могут задаваться индивидуально.

### 16.7.1. Траектории движения с профилированием скорости или положения

На рис. 16.8 показаны два наиболее часто используемых в сервоприводах *операционных режима работы привода*: профилирования скорости и профилирования положения.

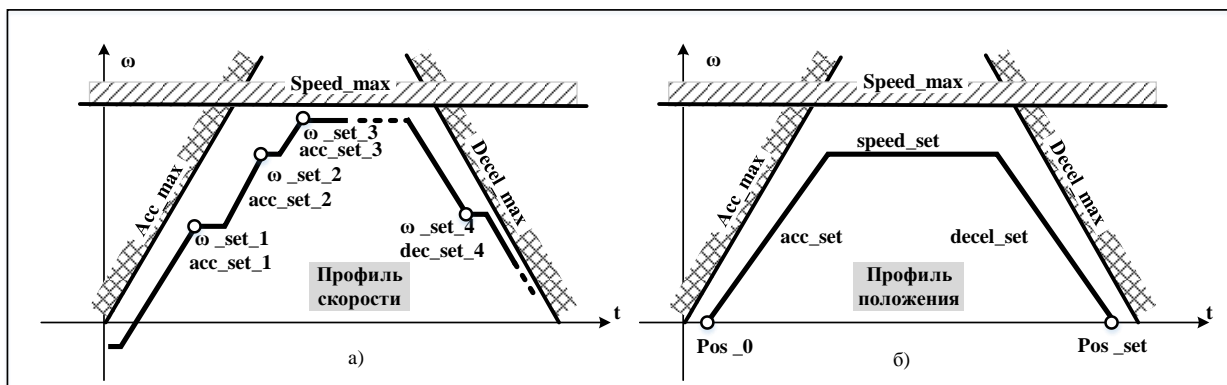


Рис. 16.8 Операционные режимы профилирования скорости и положения

В первом случае темп изменения скорости до заданных значений задается в каждом кадре и автоматически ограничивается в сервоконтроллере параметрами максимального ускорения/ замедления. Между кадрами смены задания текущая скорость автоматически поддерживается на ранее достигнутом уровне.

Во втором случае привод работает в режиме позиционирования от начальной точки  $Pos_0$  к конечной  $Pos_{set}$ , положение которой может быть задано либо *абсолютным* значением, либо *относительным* – приращением положения по отношению к предыдущей позиции. В этом случае траектория движения планируется и воспроизводится *генератором траектории*: автоматически выбирается момент завершения разгона и перехода на движение с заданной «крейсерской» скоростью, а также момент начала торможения, такой, чтобы в конце этапа торможения скорость двигателя была бы равна нулю, а положение – заданным.

Только после отработки текущего задания и достижения заданной позиции выполняется отработка очередного кадра. При постоянном значении ускорения на этапах разгона/торможения траектория изменения скорости оказывается *трапецеидальной* (рис. 16.8).

## Пример

Параметры профиля траектории движения могут меняться в широких пределах и задаваться в удобных физических единицах. Так, для серводрайверов VLP14 ускорения/замедления задаются в диапазоне от 30 до 3000000 [(об/мин)/с], а максимальные скорости – от 60 до 13200 об/мин.

### 16.7.2. Траектории движения с ограничением рывка

При особых требованиях к сервоприводу (подъемные механизмы, моталки, разматыватели, транспорт), а также при наличии упругостей и зазоров в механических передачах появляется дополнительное ограничение – *ограничение рывка*, т.е. темпа изменения ускорения и замедления. При этом формируются гладкие траектории движения, исключая удары в передачах и делающие перемещение комфортным.

Ограничения рывка могут поддерживаться как в режиме профилирования скорости, так и режиме профилирования положения (рис. 16.9).

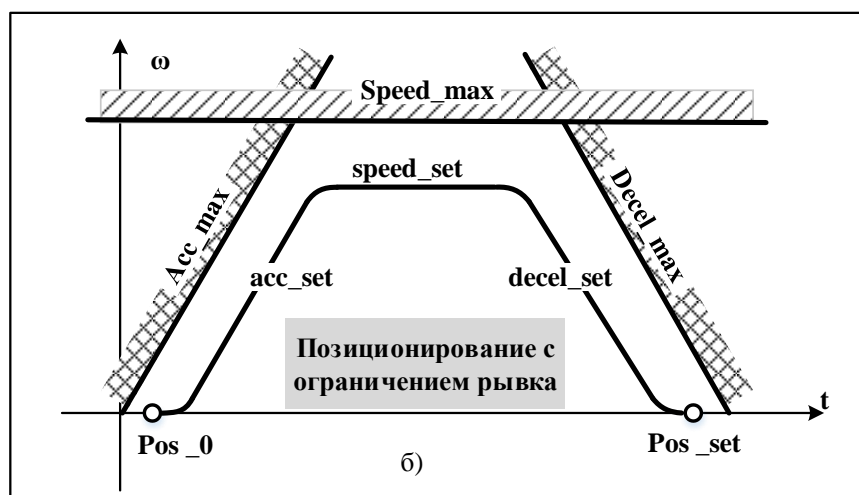


Рис. 16.9 Позиционирование с ограничением рывка

При этом траектории изменения скорости чаще всего S-образные, что достигается зеркальной симметрией участков нарастания и спадания ускорения. Ограничение рывка может задаваться как значением физической переменной «рывок», так и временем выхода на заданную величину ускорения/замедления (косвенно). Чаще всего это время в миллисекундах этапов нарастания и спадания ускорения.

Траектория перемещения считается отработанной только тогда, когда величина замедления уменьшится до нуля. Контроллер сервопривода уведомляет об этом систему управления верхнего уровня, и переходит в режим ожидания нового кадра задания перемещения.

## 16.8. Вспомогательные режимы работы сервопривода

Режим работы сервопривода определяется текущей структурой системы управления, которая может быть изменена либо системой управления верхнего уровня (по сети), либо человеком-оператором (с пульта оперативного управления). К стандартным режимам работы можно отнести режимы управления током (моментом) и скоростью. При этом задействован только контур тока, либо контуры тока и скорости вместе, – генератор траектории не работает.

В режимах профилирования скорости и положения в работу включается генератор траектории.

Имеются два *вспомогательных операционных режима*, обязательные для всех позиционных электроприводов:

- толчковый режим (*Jog*);
- режим поиска начала координат (*Homing*).

Первый режим используется *при наладке и тестировании оборудования* для организации медленных тестовых перемещений, а второй – для *инициализации системы управления в сервисном пространстве* оси привода перед выполнением первой команды позиционирования. Результатом поиска начала координат является сброс в ноль счетчика абсолютного положения рабочего органа в сервоконтроллере привода. С этого момента контроллер сервопривода должен полностью контролировать положение рабочего органа по более точному датчику положения.

Международными стандартами устанавливается ряд *типовых процедур поиска начала координат*, как при использовании дискретных датчиков конечных положений рабочего органа, так и при использовании специального дополнительного датчика начала координат (реперного датчика).

Эта операция всегда выполняется на пониженной скорости. При этом на начальном этапе используется только встроенный в двигатель датчик положения на элементах Холла (датчик автокоммутации фаз). Двигатель фиксируется в начальном электрическом состоянии и далее некоторое время работает в режиме шагового двигателя.

На конечном этапе «причаливания» включается в работу более точный датчик положения (например, оптический энкодер) и двигатель переключается в режим вентильного двигателя.

На рис. 16.10 показана диаграмма работы встроенного в серводвигатель датчика положения на элементах Холла. Он позволяет



идентифицировать 6 электрических состояний ротора двигателя на одном полюсном делении (величина электрического шага 60 эл. градусов) для трехфазных машин. Двигатель в шаговом режиме может работать либо с шеститактной разнополярной, либо с шеститактной одновременной коммутацией на частотах до частоты приемистости.

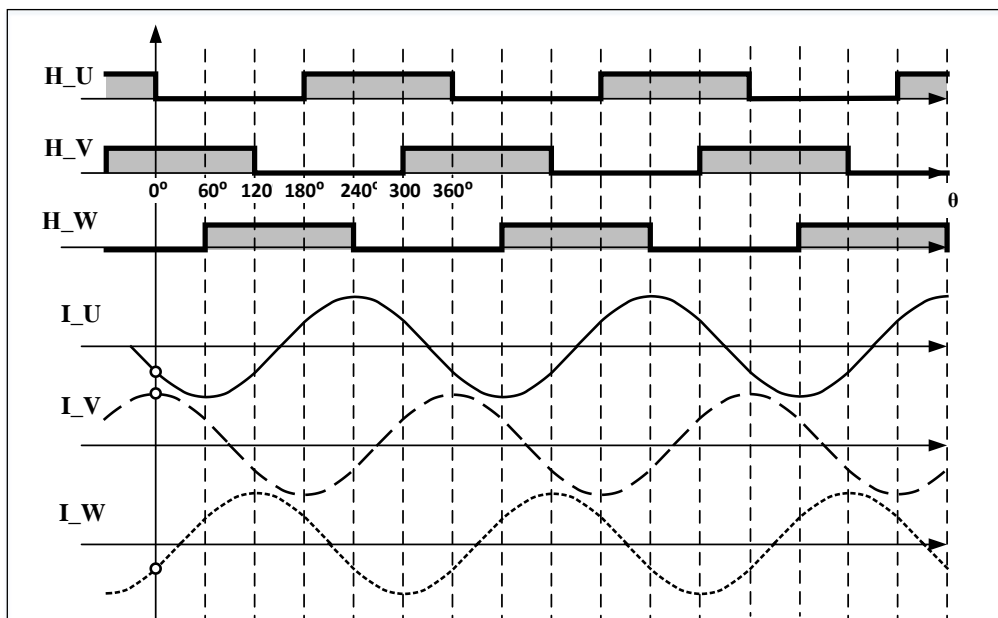


Рис. 16.10 Оценка электрического положения ротора серводвигателя по встроенному датчику Холла и более точному импульсному датчику положения

Работа позиционного привода начинается с фиксации начального электрического состояния двигателя, например, ( $I_V = +1$ ;  $I_U = -0,5$ ;  $I_W = -0,5$ ) и установки в ноль текущего электрического положения ротора. При работе в режиме ШД сервоконтроллер одновременно контролирует как электрическое положение ротора по датчику Холла, так и электрическое положение по более точному импульсному датчику положения. В определенный момент времени выполняется синхронизация показаний обоих датчиков (см. рис. 16.10) и переход к управлению по более точному датчику положения в режиме вентильного двигателя.

### Пример

В двигателях DBM7 используются импульсные датчики с разрешением 4096 периодов на оборот. Разрешение этих датчиков в числе импульсов датчика на оборот  $4096 \cdot 4 = 16384$  (четырёхкратная интерполяция). Следовательно, положение ротора двигателя может быть измерено с максимальной точностью, равной  $1/16384$  механического оборота.

При числе пар полюсов 2 или 4 разрешение импульсного датчика на один электрический оборот будет не хуже 4096 импульсов. Этого достаточно для качественного формирования синусоидальных токов фаз в режиме ВЛАС

– бесколлекторного двигателя переменного тока по нормированному синусоидальному шаблону.

Для ограничения рабочего пространства позиционного привода допустимыми значениями применяются дискретные датчики конечных положений при движении «Вперед» – LIMP и «Назад» – LIMN. Иногда дополнительно устанавливается (обычно в середине сервисного пространства) датчик начального положения REF – начала координат.

Поиск начала координат выполняется на низкой скорости до одного или нескольких моментов получения сигналов переднего и/или заднего фронта с выходов датчиков LIMP, LIMN, REF, чтобы учесть возможные зоны гистерезиса при переключении дискретных датчиков и минимизировать погрешность установки начала координат. Среди стандартных процедур поиска должны присутствовать, по крайней мере, следующие:

1. Движение в направлении «Назад» до момента срабатывания датчика LIMN;
2. Движение в направлении «Вперед» до момента срабатывания датчика LIMP;
3. Движение в направлении «Назад» до момента срабатывания датчика REF;
4. Движение в направлении «Вперед» до момента срабатывания датчика REF.

Если процедура поиска двухэтапная, то сначала используется более грубый датчик Холла, а затем более точный (например, импульсный датчик).

После завершения процедуры поиска начала координат контроллер привода сообщает системе управления более высокого уровня результат завершения поиска: поиск успешно завершен, привод остановлен в начале координат; ошибка, поиск прерван. Всего стандартизовано более 30 процедур поиска начала координат, часть которых или все должны быть реализованы в сервоконтроллере. Одна из возможных процедур схематично показана на рис. 16.11.

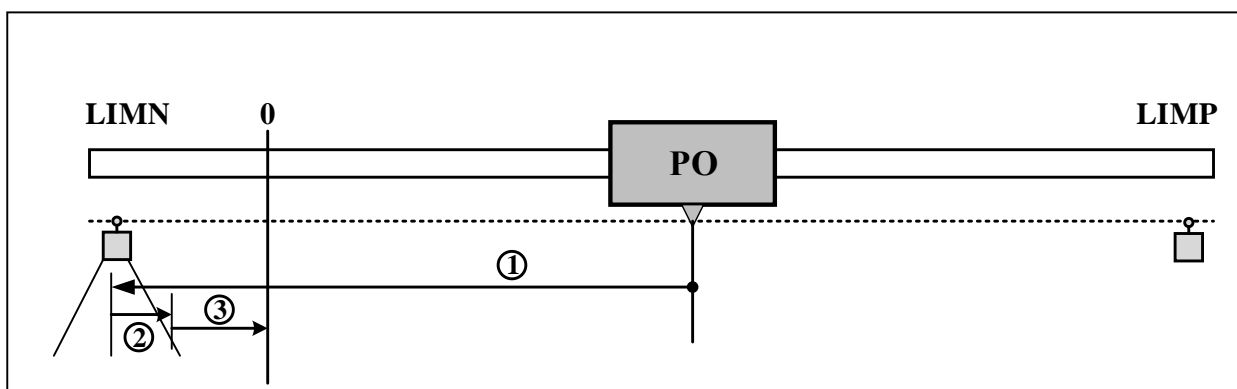


Рис. 16.11 Пример процедуры поиска начала координат по датчику конечного положения LIMN

1. Перемещение рабочего органа в направлении «Назад» на низкой скорости поиска  $V_{low\_1}$  до момента «срабатывания» концевого датчика LIMN.
2. Движение в обратном направлении до момента «отпускания» концевого датчика LIMN.
3. Перемещение «Вперед» на фиксированное расстояние  $\Delta S$  от зоны отпускания концевого датчика, на низкой скорости  $V_{low\_2}$ , но с контролем по более точному датчику положения.
4. Установка начала координат в достигнутой позиции – сброс счетчика абсолютного положения оси.

Аналогичные процедуры возможны при последовательном поиске сначала одного из конечных датчиков, а затем при поиске реперного датчика. Процедуры могут отличаться направлением подхода к реперному датчику (слева или справа). В любом случае тип процедуры поиска задается либо по сети, либо от устройства ввода привода в эксплуатацию. Величины скоростей поиска и величины «отступа» от конечных датчиков или реперного датчика задаются в виде параметров.

### 16.9. Режим выполнения заранее заданной последовательности движений

В памяти контроллера сервопривода может храниться набор определенных команд управления движением оси (Motion Sequence). Обычно – это команды позиционирования и их общее число может быть до нескольких десятков.

Формат *команды управления движением* (поля команды) содержит:

- *тип команды* (абсолютное перемещение, относительное перемещение, перемещение в заранее определенную позицию);
- *цель перемещения* – конечное положение рабочего органа;

- *профиль траектории* (максимальная скорость, ускорение, замедление);

Если после выполнения текущей команды должна запускаться следующая команда, то дополнительно указывается:

- *номер следующей команды*;
- *величина паузы* перед ее запуском (в миллисекундах);
- *условие запуска*: немедленно после выполнения текущей команды, после получения по сети команды «Start»; после получения команды «Start» на одном из дискретных входов контроллера (высокий/низкий уровень, передний/задний фронт).

В некоторых случаях дополнительно указываются условия формирования сервоконтроллером дискретных сигналов начала и конца выполнения очередной команды управления движением оси для синхронизации с другими осями/устройствами.

#### **Преимущества:**

- *Предварительная загрузка программы движения оси* в память сервоконтроллера по сети или с устройства ввода привода в эксплуатацию;
- *Возможность выполнения определенной программы движения оси в автономном режиме* без или с синхронизацией с другими осями или устройствами без участия в управлении системы верхнего уровня;
- *Специальные, в том числе графические интерфейсы* для удобного ввода программ движения осей по сети или от специальных пультов оперативного управления, облегчающие пользователям программирование;
- *Наличие команд управления движением смешанного профиля.*

#### *16.9.1. Смешанный профиль траектории движения*

В ряде систем автоматизации используются не позиционные, а *контурные* движения, когда рабочий орган должен воспроизвести некоторую зависимость требуемого мгновенного положения рабочего органа от его мгновенной скорости  $Pos\_set = f(Speed\_set)$ . В системах числового программного управления оборудованием (ЧПУ) такая задача решается автоматически системой управления верхнего уровня, когда нужная траектория движения в пространстве представляется системой согласованных движений нескольких осей с заданной постоянной или

меняющейся от времени контурной скоростью. На самом деле формируются фазовые портреты согласованных перемещений по нескольким осям. Между опорными точками траектории выполняется интерполяция (линейная, круговая, сплайн и др.).

Режим смешанного профиля траектории позволяет получить первое приближение к настоящему контурному движению: в качестве цели объявляется достижение заданного положения при заданной скорости. Привод меняет свою скорость для достижения требуемого задания скорости в соответствии с заданным профилем скорости (ускорением или замедлением), а затем контролирует достижение на заданной скорости заданной позиции. После этого автоматически выполняется следующая команда управления движением с новым заданием конечной скорости, конечного положения и (возможно) параметров профиля движения.

### Пример

На рис. 16.12. иллюстрируется пример такого управления: перемещение из начальной точки в конечную по закону, близкому к синусоидальному. Обратите внимание на то, что движение при переходе от одной команды к другой не прерывается. Если очередная целевая скорость больше предыдущей, то сразу после достижения целевого положения следует разгон на эту скорость с заданным ускорением, если меньше, то торможение с заданным замедлением. Движение продолжается до момента достижения целевого положения. Так формируется *непрерывное перемещение без снижения скорости до нуля* при выполнении каждой команды. Последняя команда может быть обычной командой позиционирования с остановом в конце.

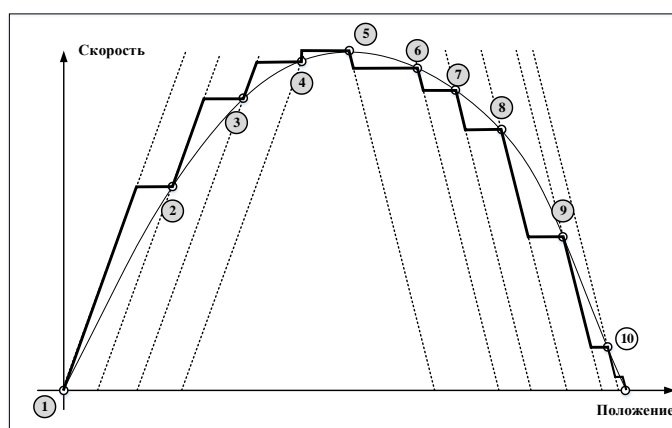


Рис. 16.12 Траектория со смешанным профилем движения (цифры – номера команд)

## 16.9.2. Пример последовательности команд управления движениями

Ниже показан пример последовательности нескольких команд управления движениями, которые могут быть «зациклены» для получения полностью автоматического автономного возвратно-поступательного движения одной из осей объекта.

0. По сигналу START: перемещение в начало координат, соответствующее концевому датчику, установленному в отрицательном направлении LIMN со сбросом счетчика абсолютного положения оси;
1. По сигналу START: перемещение в абсолютное положение Pos.Abs\_1;
2. По сигналу START: перемещение в абсолютное положение Pos.Abs\_2;
3. По сигналу START: перемещение в относительное положение Pos.Rel\_3;
4. По сигналу START: перемещение вновь в абсолютное положение Pos.Abs\_1;
5. Бесконечный цикл из трех команд управления движением (2, 3, 1), которые последовательно запускают друг друга либо в автоматическом режиме, либо по согласованию с другими осями по команде «Start» (рис. 16.13).

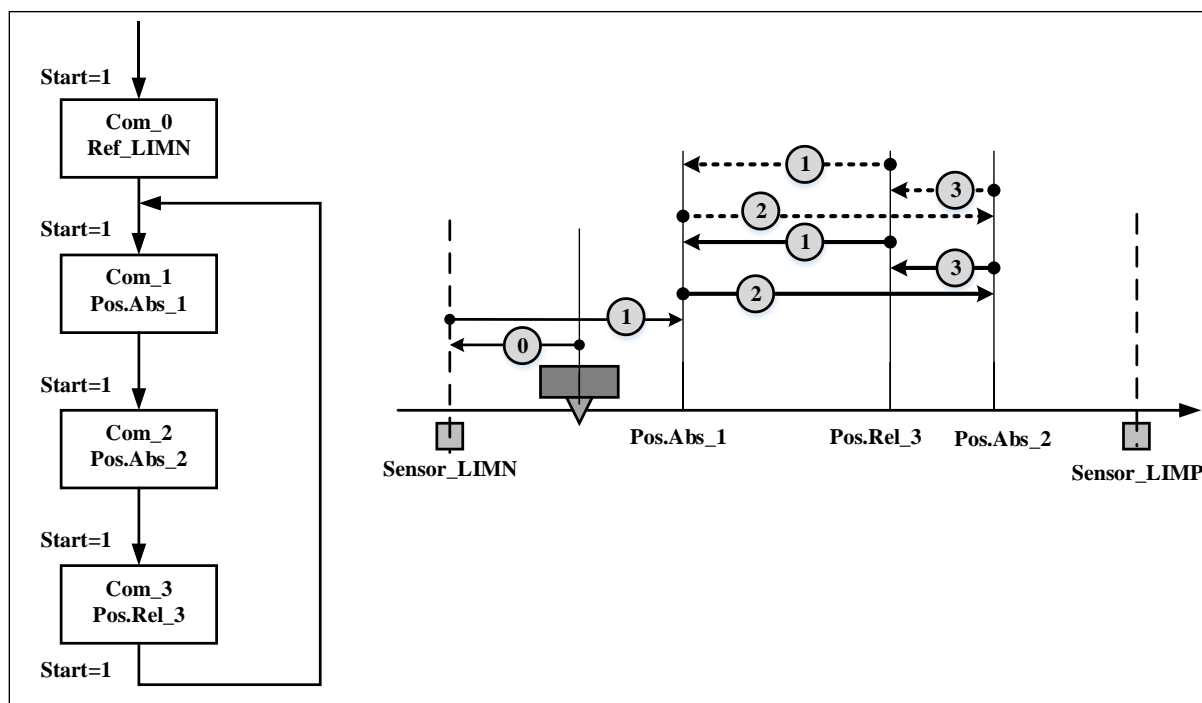


Рис. 16.13 Циклическое выполнение команд управления движениями

Итак, в контроллере сервопривода может храниться набор определенных команд управления движением оси. Эти команды могут запускаться системой управления верхнего уровня в порядке, необходимом

для синхронизации движений нескольких осей или аппаратными командами, вырабатываемыми другими осями или устройствами (автономный режим).

#### **16.10. Функции мониторинга и защиты**

Как и любой силовой преобразователь, блок управления вентильным двигателем должен быть полностью защищен от возможных аварийных ситуаций. Обязательно предусматриваются:

- блокировка при нахождении ротора в заторможенном состоянии недопустимо длительное время;
- идентификация потери связи (разрыв сетевого кабеля);
- защита от выхода рабочего органа за пределы допустимого сервисного пространства;
- защита по тепловой перегрузке двигателя и инвертора;
- защита по короткому замыканию;
- по пониженному/повышенному напряжению питания;
- по тепловому перегреву двигателя и инвертора.

#### **16.11. Функции устройства ввода привода в эксплуатацию**

Современные сервоприводы – сложные объекты, требующие квалифицированной настройки. Ведущие мировые производители снабжают их дополнительными устройствами с соответствующим программным обеспечением для облегчения пуско-наладочных работ. В большинстве случаев это компьютеры в промышленном исполнении или специализированные терминалы, которые допускают подключение к контроллеру сервопривода по промышленной сети. Сервисное программное обеспечение обычно доступно с сайта фирмы-производителя сервопривода.

Цель подключения такого терминала: полностью *автоматическая*, либо *полуавтоматическая настройка* привода. При этом в распоряжении наладчика имеются:

- средства выбора контура системы управления для настройки;
- средства формирования ступенчатых или периодических управляющих воздействий, поступающих на вход контура;
- средства графической визуализации переходных процессов в контуре и записи в контроллер привода полученных оптимальных значений параметров регуляторов.

Настройка параметров системы управления выполняется последовательно по контурам, начиная с самого нижнего (от контура тока к

контур скорости и далее к контур положения). При этом генератор траектории обязательно отключается и тестирование работы привода с его участием выполняется только после настройки всех контуров.

Настройка регуляторов скорости и положения обязательно выполняется в реальном времени на объекте, так как существенно зависит от параметров нагрузки: наличия упругостей и зазоров в механических передачах. В последнем случае для получения высокого качества движения требования к быстродействию привода могут быть снижены.

### Пример

Рассмотрим типовой порядок настройки регулятора скорости сервопривода с системой подчиненного регулирования координат, когда контур тока уже настроен.

- 1) Устанавливается большая постоянная времени интегральной части регулятора скорости, чтобы практически исключить ее из работы (получить *статическую систему* с ошибкой по скорости, пропорциональной нагрузке).
- 2) Уменьшается коэффициент пропорциональной части регулятора скорости до значения, при котором переходный процесс отработки задания скорости становится апериодическим (достигается *апериодический предел в контуре скорости*). Определяется ориентировочное значение *постоянной времени интегральной части регулятора* как время достижения 63% от установившегося значения скорости. Этот параметр устанавливается для регулятора скорости сервопривода.
- 3) Настраивается коэффициент пропорциональной части регулятора: чем он больше, тем более динамичным будет процесс, но больше величина перерегулирования (см. приложение 1). Устанавливается значение перерегулирования около 5%, близкое к настройке на «технический оптимум». Ошибка по скорости пока остается.
- 4) Уменьшается значение постоянной времени интегральной части регулятора скорости – система становится *астатической* (без ошибки по скорости от нагрузки), но с несколько большим значением перерегулирования. Для высокودинамичных сервоприводов допускается значительное перерегулирование по скорости, достигающее 20...40%. При этом качество процессов позиционирования обеспечивается генератором траектории.
- 5) В системах привода с упругостями и зазорами быстродействие контура скорости уменьшается, чтобы ослабить колебательность и/или возможные резонансные явления в механической части.



- б) Дополнительно настраиваются параметры фильтра в цепи сигнала обратной связи по скорости для минимизации или устранения пульсаций скорости.

При использовании генератора траектории, регулятор положения часто оказывается простым – пропорциональным. Чем больше значение коэффициента пропорциональности регулятора положения, тем меньше ошибка отработки заданной позиции.

### **Вывод по главе**

Рассмотрены структуры построения и функциональные возможности современных сервоприводов с бесколлекторными двигателями постоянного тока для использования в системах автоматизированного производства.

### **Контрольные вопросы**

1. Какие две типовые структуры вентильных двигателей наиболее часто применяются на практике?
2. Зачем в серводвигатель встраиваются два датчика положения? Какие функции выполняет каждый из них?
3. Может ли ВД с датчиком положения на элементах Холла обеспечить точное позиционирование ротора? Насколько точное?
4. В чем преимущества режима отработки последовательности команд управления движением, предварительно загруженных в серво-контроллер?
5. Как Вы понимаете термины пред-управление? Генерация траектории позиционирования?
6. Приведите примеры объектов, в которых при позиционировании требуется ограничение рывка?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 17. ПРЯМОЙ СЕРВОПРИВОД ВРАЩЕНИЯ

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| 17.1.   | Прямой безредукторный сервопривод .....  | 394 |
| 17.2.   | Направления совершенствования серводвигателей вращательного типа .....             | 396 |
| 17.3.   | Примеры отечественных моментных двигателей .....                                   | 398 |
| 17.3.1. | Назначение .....   | 398 |
| 17.3.2. | Конструктивные особенности моментных двигателей .....                              | 399 |
| 17.3.3. | Примеры параметров беспазовых двигателей .....                                     | 401 |
| 17.3.4. | Примеры параметров пазовых двигателей .....  | 402 |
| 17.4.   | Поворотные столы со встроенными моментными двигателями .....                       | 403 |
| 17.4.1. | Назначение, области применения .....   | 403 |
| 17.4.2. | Особенности конструкции поворотных столов .....                                    | 403 |
| 17.4.3. | Пример технических параметров поворотных столов .....                              | 404 |
| 17.5.   | Поворотные столы фирмы Рухсервомотор .....   | 407 |
| 17.5.1. | Конструктивные особенности поворотных столов RSM-36 ...                            | 407 |
| 17.5.2. | Обозначения .....  | 408 |
| 17.5.3. | Пример основных параметров поворотных столов. Краткие рекомендации по выбору ..... | 409 |
| 17.6.   | Критерии сравнения серводвигателей. Энергетическая эффективность .....             | 412 |
| 17.6.1. | Основные критерии сравнения двигателей .....                                       | 412 |
| 17.6.2. | Фундаментальная машинная константа .....   | 414 |
| 17.6.3. | Значения критериев для двигателей рассмотренных поворотных столов .....            | 416 |

### 17.1. Прямой безредукторный сервопривод

На современном этапе развития техники производится большое число электрических машин и кинематических преобразователей движения на любые мощности, моменты/усилия. Из них, как из конструктора, можно собрать любой привод вращения или поступательного перемещения рабочего органа.

В качестве кинематических преобразователей вращательного движения часто используются: цилиндрические, конические и планетарные редукторы; ременные, цепные передачи и т.п. В качестве кинематических

преобразователей вращательного движения в поступательное движение используются: передачи винт-гайка, шариковые винтовые пары, передачи зубчатая шестерня-рейка, ременные передачи и т.п.

Более того, выпускается большое число серводвигателей с уже интегрированными в корпус двигателя кинематическими преобразователями – редукторами различных типов, преобразователями типа винт-гайка, шариковыми винтовыми парами. Устройства, содержащие в одном корпусе электрический двигатель и преобразователь вращательного движения в поступательное, получили даже специальное название – *актуаторов*. Они отличаются типами электрических двигателей и преобразователей движения и выпускаются на разные величины ходов штока и усилий на штоке.

Однако, развитие техники идет быстрыми темпами. Если еще десяток лет назад точности линейного перемещения рабочего органа 1 мкм было более чем достаточно, то сейчас потребовались точности вплоть до 1 нм. Это заставило разработчиков сервоприводов по-другому взглянуть на имеющиеся недостатки редукторных приводов:

1. Наличие зазоров и упругостей в кинематических передачах, которые могут вызывать резонансные явления на определенных скоростях, автоколебания, приводящие к потере точности обработки изделий в прецизионных системах, вызывающие вибрации и шумы.
2. Дополнительные электрические потери в кинематических преобразователях, которые не только снижают КПД всей установки (иногда на десятки процентов), но и требуют специальных мер по отводу выделяющейся в них тепловой энергии.
3. Тепловые потери в кинематических передачах могут способствовать передаче тепла на рабочий орган привода, что в свою очередь вызывает его тепловое расширение, снижение точности и требует разработки специальных мер термостабилизации всей установки.
4. Борьба с упругостями и зазорами в передачах требует разработки специальных, достаточно сложных структур и методов управления, но часто ограничивается лишь снижением требований к динамическим возможностям приводов, что сопровождается снижением производительности оборудования.

Конец прошлого и начало нынешнего века характеризуется бурным развитием, так называемого, *прямого безредукторного привода*. Это привод, в котором кинематический преобразователь движения полностью исключается, а электрический двигатель механически жестко соединяется непосредственно с рабочим органом. В таком приводе отмеченные выше недостатки редукторных приводов полностью исключаются.

Различают:

1. *Прямой привод вращательного типа*, например, мотор колеса, поворотного стола агрегатного станка, антенны и др.
2. *Прямой линейный привод*, например, подачи станка, перемещения детали в горизонтальной плоскости при лазерной резке, фрезеровке или маркировке.

Отличительная особенность прямых приводов вращательного типа – это относительно небольшие скорости вращения (обычно до 200–1000 об/мин) и, напротив, значительные величины моментов. Такие приводы и двигатели часто называют *моментными*.

Отличительные особенности прямых линейных приводов: высокие линейные скорости движения до нескольких метров в секунду; высокие ускорения до нескольких  $g$  ( $9,8 \text{ м/с}^2$ ), высокие точности (до долей мкм); использование специальных линейных подшипников или опор, вплоть до аэроэластических (воздушных) опор, обеспечивающих перемещение элементов линейного двигателя друг относительно друга без трения.

В этой главе мы рассмотрим некоторые перспективные типы прямых приводов на базе двигателей вращательного типа, а в следующих главах – основные типы линейных и планарных двигателей.

## **17.2. Направления совершенствования серводвигателей вращательного типа**

Опыт создания и эксплуатации серводвигателей различного типа ведущими мировыми производителями свидетельствует о существенных преимуществах синхронных двигателей с постоянными магнитами на роторе по сравнению с двигателями других типов, как по удельным, так и по энергетическим показателям. В качестве недостатка этого типа электродвигателей можно отметить лишь *значительную величину конструктивного шага* и наличие *реактивного момента* за счет взаимодействия магнитов ротора с зубчатой структурой статора – пакетом «железа» статора, в который уложена обмотка статора, а также высокую стоимость высококоэрцитивных магнитов, что, естественно, отражается на стоимости серводвигателей.

Наличие в этих электродвигателях реактивного момента сдерживает их использование в прецизионных системах управления станками и роботами, в которых даже небольшие колебания скорости нежелательны, так как ухудшают точность обработки деталей. Такие меры борьбы с

реактивными моментами, как калибровка электрических состояний часто оказываются достаточно сложными из-за невозможности при серийном производстве учесть незначительные отличия отдельных двигателей друг от друга, а средние оценки не дают ожидаемого эффекта.

Достойную конкуренцию электродвигателям магнитоэлектрического типа оказывают только двухпакетные *индукторные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением*, которые часто относят к классу *гибридных двигателей* (см. главу 2). По своим энергетическим и удельным показателям они приближаются к синхронным двигателям с постоянными магнитами на роторе, но имеют на порядок меньший конструктивный шаг, что позволяет получить высокую точность отработки положения в относительно простых (даже разомкнутых) структурах управления.

Основные направления совершенствования серводвигателей вращательного типа:

1. Полный отказ от использования редукторов – *прямой безредукторный привод* механизмов, требующих вращательного движения.
2. Переход преимущественно к *тихоходным моментным серводвигателям*, оптимизированным для работы в нижнем диапазоне скоростей (до 1000 об/мин), характерном для большинства исполнительных механизмов.
3. Увеличенный удельный показатель «*момента двигателя на единицу массы*» – переход к конструкциям, имеющим большее отношение внешнего диаметра статора к осевой длине двигателя, к конструкциям типа «блин».
4. *Оптимизация механизма сопряжения серводвигателя с нагрузкой* – возможность монтажа магнитоэлектрического ротора непосредственно на вал нагрузки без зазоров и люфтов. Одно из решений – полый ротор, установленный прямо на вал нагрузки. Второе – шлицевое соединение полого ротора с нагрузкой.
5. *Бескорпусная модульная конструкция* двигателя, когда статор и ротор представляют собой самостоятельные детали, встраиваемые в рабочий орган и корпус станка/робота, и допускают пристраивание к нему при необходимости модулей датчиков положения ротора.
6. «*Безжелезная*» конструкция обмотки статора, полностью исключая наличие реактивного момента взаимодействия магнитов ротора с зубчатой структурой статора. Обмотка статора залита компаундом и занимает весь воздушный зазор.
7. *Универсальность и многофункциональность* – возможность работы серводвигателя как в разомкнутых структурах управления (в режиме ШД),

так и в замкнутых (в режиме ВД, в том числе в режиме синусоидального векторного управления).

8. Переход *от униполярного управления к биполярному* с использованием качественных силовых преобразователей с *инверторами тока* на базе современной силовой и управляющей электроники.
9. Минимизация числа кабельных соединений двигателя с силовым преобразователем за счет перехода *от двухфазных к трёхфазным* двигателям и использования эффективных методов управления трёхфазными мостовыми инверторами с применением технологии *ШИМ-модуляции базовых векторов* (см. главу 8).

Электрические машины для прямого привода условно делят на «железные» и «безжелезные», имея в виду обмотку статора, либо уложенную в пазы шихтованного магнитопровода статора (распределенную, возможно, сосредоточенную катушечную), либо целиком расположенную в воздушном зазоре машины. Двигатели первого типа имеют преимущества там, где наличие реактивного фиксирующего момента допустимо по условиям эксплуатации. Они имеют больший удельный момент на единицу массы и рассчитаны на работу с «силовыми» нагрузками. Двигатели второго типа, за счет увеличенного воздушного зазора, создают меньший момент, зато вообще не имеют фиксирующей составляющей момента, вызывающей колебания скорости. Их рекомендуется использовать в основном в прецизионных системах воспроизведения движений приборного типа, отличающихся высокой динамикой. Электромагнитная постоянная времени статорной обмотки таких машин на порядок меньше.

Разработка современных цифровых методов управления трёхфазными инверторами напряжения с использованием модуляции базовых векторов позволила создавать эффективные системы векторного управления трёхфазными двигателями, что послужило толчком к массовому переходу от классических двухфазных серводвигателей к трёхфазным двигателям с меньшим числом проводных соединений двигателя с силовым преобразователем.

### **17.3. Примеры отечественных моментных двигателей**

#### *17.3.1. Назначение*

Предприятием ОАО «Машиноаппарат» (г. Москва) совместно с ООО «МЭЛМА» разработана и выпускается серия моментных двигателей ДБМ

(двигатель бесконтактный моментный), предназначенных для широкого применения в современном автоматизированном производстве, особенно, в станкостроении, робототехнике и спецтехнике. Эти двигатели используются разработчиками в России и СНГ для создания особенно ответственной космической, авиационной и морской техники, медицинского и приборного оборудования самого разного назначения: от аппаратуры вспомогательного кровообращения до рулевых приводов летательных аппаратов, систем управления радиолокационными станциями и приводов роботов.

### 17.3.2. Конструктивные особенности моментных двигателей

1. Бесконтактная синхронная машина с постоянными магнитами на роторе (самарий-кобальт или неодим-железо-бор), инкорпорированными во вращающийся ротор, имеющая удельные показатели на уровне лучших мировых образцов.
2. Все двигатели многополюсные с числом пар полюсов 4 или 8, «плоской» конструкции с отношением осевого размера  $L$  к внешнему диаметру  $D$  значительно меньшим единицы (рис. 17.1).

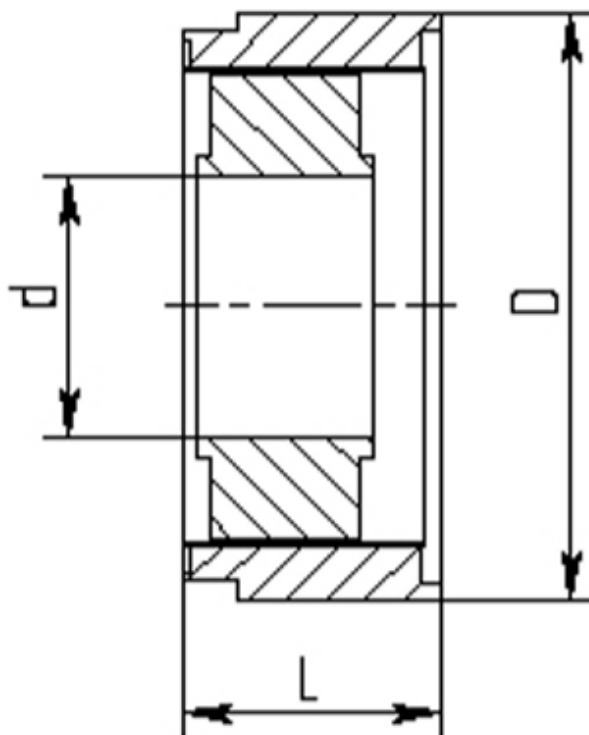


Рис. 17.1 Плоская конструкция моментных двигателей с  $L \ll D$

3. Двигатели допускают кратковременную четырёхкратную перегрузку по току без использования специальных мер защиты магнитов от размагничивания.
4. Изготовление статора, ротора и датчика положения в виде отдельных сборочных единиц, которые встраиваются непосредственно в объект

управления. Ротор – полый с возможностью монтажа непосредственно на вал рабочего органа.

5. Центральное отверстие в роторе является посадочной поверхностью для соединения с инструментом или объектом управления. Статор центрируется в корпусе объекта управления по своей наружной цилиндрической поверхности. Модульная конструкция двигателя позволяет использовать оптимальные компоновки оборудования и эффективно решать вопросы охлаждения, как двигателя, так и всего оборудования. Рекомендации по сборке и монтажу предоставляются заводом.
6. В составе серии около 30 типов двигателей, отличающихся максимальным значением статического синхронизирующего момента (от 0,01 до 16 Н·м) и числом фаз 2 или 3. При этом характеристики двух- и трёхфазных двигателей на один и тот же момент схожи, что позволяет разработчикам приводов выбирать удобные для себя решения, ориентируясь на опыт создания или использования силовых преобразователей.
7. Все двигатели допускают работу: в разомкнутых структурах управления (в режиме ШД, в том числе с дроблением шага, при старт-стопном управлении и т.д.); в замкнутых по положению структурах (режиме ВД).
8. Оптимальны для прямого безредукторного подключения нагрузок вращательного типа с номинальными скоростями от нескольких сот до 1000 об/мин. Имеются двигатели и на более высокие скорости вращения – до 6000 об/мин.



а)



б)

Рис. 17.2 Модульная конструкция моментных двигателей ДБМ: а – пазовые; б – беспазовые

9. Два варианта изготовления статора: *пазовый* – обмотка статора уложена в пазы ферромагнитного железа (рис [17.2, а](#)), – электромагнитная постоянная времени (0,3...3 мс); *беспазовый* (гладкий) – обмотка



расположена в воздушном зазоре (рис 17.2, б), – электромагнитная постоянная времени (0,04...0,3 мс).

- 10.Расширенный температурный режим работы от -60 до +85°С. Разные варианты защиты от воздействия окружающей среды.
- 11.Расширенный уровень напряжения питания инверторов 27...60 В, что позволяет полностью использовать двигатель как по моменту, так и по скорости.
- 12.Класс изоляции статорных обмоток  $F$  (допустимая температура до 150 °С).
- 13.Время наработки на отказ – не менее 10 000 час.
- 14.Гарантированное время службы – не менее 10 лет.

### 17.3.3. Примеры параметров беспазовых двигателей

Параметры нескольких типов беспазовых двигателей ДБМ приведены в табл. 17.1 в качестве примера.

Таблица 17.1 Параметры четырех беспазовых двигателей типа ДБМ

| Обозначение двигателя | Параметры               |                          |                            |                  |                         |           |                         |   |
|-----------------------|-------------------------|--------------------------|----------------------------|------------------|-------------------------|-----------|-------------------------|---|
|                       | $D_{\text{внеш}}$<br>мм | $M_{\text{синх}}$<br>Н·м | $n_{\text{ном}}$<br>об/мин | $m_{\text{фаз}}$ | $d_{\text{внут}}$<br>мм | $L$<br>мм | $m_{\text{двиг}}$<br>кг | $M_{\text{синх}}/$<br>$m_{\text{двиг}}$ |
| ДБМ 105-0,4- 0,75-3   | 105                     | 0,4                      | 750                        | 3                | 60                      | 37        | 0,98                    | 0,408                                   |
| ДБМ 105-0,6- 0,5- 3   | 105                     | 0,6                      | 500                        | 3                | 60                      | 45        | 1,3                     | 0,462                                   |
| ДБМ 105-0,6- 1- 2     | 105                     | 0,6                      | 1000                       | 2                | 60                      | 45        | 1,32                    | 0,455                                   |
| ДБМ 130-1,6- 0,5- 2   | 130                     | 1,6                      | 500                        | 2                | 72                      | 54,5      | 2,5                     | 0,640                                   |

Маркировка двигателей на примере ДБМ 130-1,6-0,5-2 представлена в табл. 17.2.

Таблица 17.2 Маркировка моментных двигателей ДБМ

| ДБМ 130-1,6-0,5-2 |                                   |                                |   |   |
|-------------------|-----------------------------------|--------------------------------|---|---|
| ДБМ               | Двигатель бесконтактный моментный |                                |   |   |
|                   | <b>130</b>                        | Наружный диаметр статора, [мм] |   |   |
|                   |                                   | <b>1,6</b>                     | Максимальный статический синхронизирующий момент, [Н·м] |   |
|                   |                                   |                                | <b>0,5</b>  | Скорость холостого хода (ориентировочно), [тыс. об/мин] |
|                   |                                   |                                | <b>2</b>  | Число фаз обмотки статора                               |

В серию входят двух- и трёхфазные двигатели с внешним диаметром статора от 40 до 130 мм, внутренним диаметром ротора для

непосредственной установки на вал рабочего органа от 12 до 72 мм. Максимальный синхронизирующий момент – 1,6 Н·м. Удельные моменты на единицу веса: до 0,64 Н·м/кг (ДБМ 130). При этом, чем ниже скорость холостого хода двигателя, тем больше удельный момент. Это связано с увеличением диаметра двигателя при меньшей осевой длине и большей площадью для размещения магнитов в роторе.

#### 17.3.4. Примеры параметров пазовых двигателей

Представлены тремя наиболее мощными двигателями серии – табл. 17.3.

Таблица 17.3 Пример параметров двигателей ДБМ с пазовым статором

| Обозначение двигателя | Параметры               |                          |                            |                  |                         |           |                         |                                   |
|-----------------------|-------------------------|--------------------------|----------------------------|------------------|-------------------------|-----------|-------------------------|-----------------------------------|
|                       | $D_{\text{внеш}}$<br>мм | $M_{\text{синх}}$<br>Н·м | $n_{\text{ном}}$<br>об/мин | $m_{\text{фаз}}$ | $d_{\text{внут}}$<br>мм | $L$<br>мм | $m_{\text{двиг}}$<br>кг | $M_{\text{синх}}/m_{\text{двиг}}$ |
| 3 ДБМ 150-4-0,3-3     | 150                     | 4                        | 300                        | 3                | 72                      | 66        | 3,0                     | 1,33                              |
| 3 ДБМ 185-25-0,35-3   | 185                     | 25                       | 350                        | 3                | 66                      | 124       | 15                      | 1,66                              |
| 3 ДБМ 185-16-0,09-3   | 185                     | 16                       | 90                         | 3                | 66                      | 85        | 9,3                     | 1,72                              |

Двигатели с пазовым статором в нижнем сегменте моментов выпускаются как в двухфазном, так и в трёхфазном исполнении, а в верхнем – только в трёхфазном.

Двигатель 3 ДБМ-185-16 имеет максимальный синхронизирующий момент 16 Н·м, а с учетом возможной работы в вентильном режиме и форсировки по току, может развивать пусковой момент до 40 Н·м, что является уникальным результатом. С учетом незначительного момента инерции ротора ( $15 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup>) среднее значение электромеханической постоянной времени прямого привода с двигателем этого типа не превышает всего нескольких миллисекунд, что свидетельствует о широких возможностях его применения в высокодинамичных системах (роботы, следящие приводы и т.п.).

#### Выводы

1. Отечественная электротехническая промышленность производит моментные двигатели для применений в прямых высокодинамичных приводах с удельными показателями на уровне лучших мировых решений.
2. Моментные двигатели имеют модульную структуру и адаптированы как к различным видам нагрузки, так и системам прямого цифрового

управления (разомкнутым и замкнутым по положению рабочего органа), что позволяет использовать их в широкой сфере применений (от бытовой техники до спецтехники).

#### **17.4. Поворотные столы со встроенными моментными двигателями**

В этой главе мы познакомимся с поворотными столами, разработанными для станко- и приборостроения (на примере изделий фирмы HIWIN).

##### *17.4.1. Назначение, области применения*

Прямой привод вращения широко применяется в конструкциях поворотных столов различных станков (фрезерных, гравировальных, сверлильных), а также приборов для медицинских, биологических и химических исследований, в различных технологических установках электронной промышленности (тестирование изделий, автоматизированная сборка, монтаж и т.п.). Поворотные столы применяются в устройствах автоматической смены инструмента, в робототехнике, в автоматизированных сборочных и конвейерных линиях и пр.

Использование прямого безредукторного привода позволяет существенно увеличить точность обработки деталей, полностью исключив резонансные явления, шумы и вибрации при вращении стола.

В качестве исполнительных двигателей наиболее часто применяются магнитоэлектрические синхронные машины как классической конструкции с неподвижным статором и вращающимся ротором, так и обращенной конструкции с внешним ротором. В любом случае ротор образует единое целое с рабочей поверхностью стола, что позволяет получить максимально динамичный привод. Такие столы называют *поворотными столами со встроенными моментными двигателями* (Torque Motor Rotary Tables). Они обеспечивают не только высокую точность, но и равномерность движения, особенно при использовании «безжелезных» двигателей (с беспазовым статором).

##### *17.4.2. Особенности конструкции поворотных столов*

В поворотных столах используется так называемый полый вал, через который можно пропустить к подвижной части стола любые электрические или оптические кабели для подключения дополнительного оборудования,

установленного на передней (поворотной) поверхности стола. Поворотная часть стола опирается на упорные подшипники качения. Стол невозможно «заклинить». При необходимости используются встроенные в стол фиксирующие тормоза. Имеются различные варианты защиты от внешних воздействий, вплоть до исполнения IP65.

#### 17.4.3. Пример технических параметров поворотных столов

Приведем примеры поворотных столов фирмы HIWIN. В линейку продукции входят несколько типоразмеров поворотных столов, отличающихся значениями крутящих моментов и номинальными скоростями вращения (табл. 17.4):

Таблица 17.4 Диапазоны номинальных крутящих моментов для поворотных столов фирмы HIWIN

| Серия            | TMS0x    | TMS1x                 | TMS3x              | TMS7x        |
|------------------|----------|-----------------------|--------------------|--------------|
| Момент, Н·м      | 3,1; 6,2 | 5; 10; 15; 20         | 10; 20; 40; 60     | 50; 75; 150  |
| Скорость, об/мин | 700; 700 | 700; 700; 700;<br>700 | 700; 500; 240; 120 | 180; 120; 48 |
| Внеш. диам, мм   | 110      | 150                   | 200                | 300          |

Чем больше момент, развиваемый столом, тем меньше скорости обработки. Рост момента внутри одного типоразмера обеспечивается за счет увеличения осевого размера стола (высота 20, 40, 60, 80 мм).

На рис. 17.3 показан габаритный чертеж поворотного стола TMS03, а в табл. 17.5 приведены некоторые технические данные двух поворотных столов этого типоразмера TMS03/07.

Внутренняя часть стола вращается и соединена жестко с исполнительным моментным двигателем. Она имеет цилиндрическое отверстие для подключения исполнительных устройств, монтируемых на поверхности поворотной части. Внешняя часть – неподвижный корпус, который устанавливается на жесткое основание станка или прибора. Корпус имеет два разъема для подключения к силовому преобразователю двигателя и встроенного датчика положения.

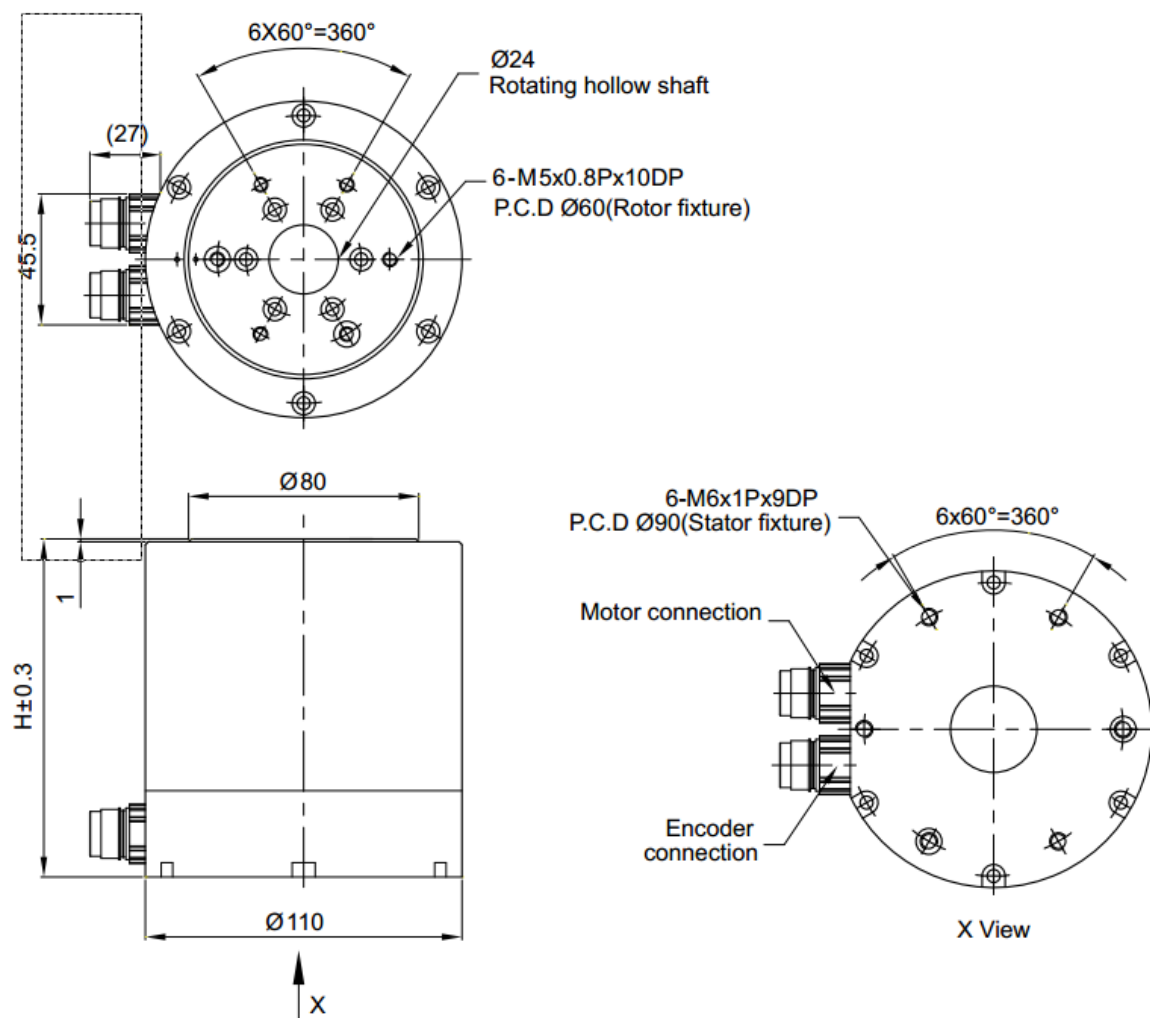


Рис. 17.3 Вид поворотного стола TMS03

Таблица 17.5. Параметры поворотных столов фирмы HIWIN TMS0x

| Параметр                       | Обозначение                | Размерность       | TMS03 | TMS07 |
|--------------------------------|----------------------------|-------------------|-------|-------|
| Длительный момент              | $M_{\text{непр}}$          | Н·м               | 3,1   | 6,2   |
| Длительный ток                 | $I_{\text{непр}}$ (ср.кв.) | А                 | 2     | 2     |
| Пиковый момент в течение 1с    | $M_{\text{макс}}$          | Н·м               | 7,7   | 15,5  |
| Пиковый ток в течение 1с       | $I_{\text{макс}}$ (ср.кв.) | А                 | 5     | 5     |
| Моментная постоянная           | $k_m$                      | Н·м/А (ср.кв.)    | 1,55  | 3,1   |
| Электромагнитная пост. времени | $T_{\text{эм}}$            | мс                | 2, 1  | 2,5   |
| Число пар полюсов              | $p_p$                      |                   | 5     | 5     |
| Макс. скорость                 | $n_{\text{макс}}$          | об/мин            | 700   | 700   |
| Макс. напряжение. в ЗПТ        | $U_{dc}$                   | В                 | 500   | 500   |
| Момент инерции роторной части  | $J_{\text{рот}}$           | кг·м <sup>2</sup> | 0,003 | 0,006 |
| Масса двигателя                | $m_{\text{двиг}}$          | кг                | 4     | 7     |
| Повторяемость угл. положения   |                            | угл. минут        | ±3    | ±3    |
| Точность отраб. угл. положения |                            | угл. минут        | ±10   | ±10   |
| Высота стола                   | $h$                        | мм                | 117,5 | 150   |
| Макс. аксиальная нагрузка      | $F_{\text{акс}}$           | Н                 | 3700  | 3700  |
| Макс. радиальная нагрузка      | $F_{\text{рад}}$           | Н                 | 820   | 820   |

## Комментарий

1. Моментная постоянная – это коэффициент пропорциональности между электромагнитным моментом и током (среднеквадратичным);
2. Используется вентильный режим работы со встроенным датчиком положения ротора. Поворотный стол имеет два интерфейса – с исполнительным двигателем и энкодером.
3. Кратность максимального кратковременного тока и момента равна 2,5;
4. Двигатель имеет 5 пар полюсов. Целый конструктивный шаг при одновременной биполярной шеститактной коммутации трёхфазной машины равен:

$$\alpha_{\text{цел}} = \frac{360}{6 * 5} = 12 \text{ мех. град.}$$

5. Для получения повторяемости при обработке углового положения  $\pm 3$  угл. мин. в режиме вентильного двигателя датчик положения должен иметь, как минимум:

$$n_{\text{мет}} = \frac{360}{3/60} = 7200 \frac{\text{мет}}{\text{об.}}$$

6. Механические характеристики поворотных столов полностью соответствуют механическим характеристикам вентильных двигателей при качественном векторном управлении. На этапе пуска электромагнитный момент поддерживается постоянным вплоть до достижения заданного значения скорости, далее автоматически снижается до значения, соответствующего текущей нагрузке (рис. 17.4).

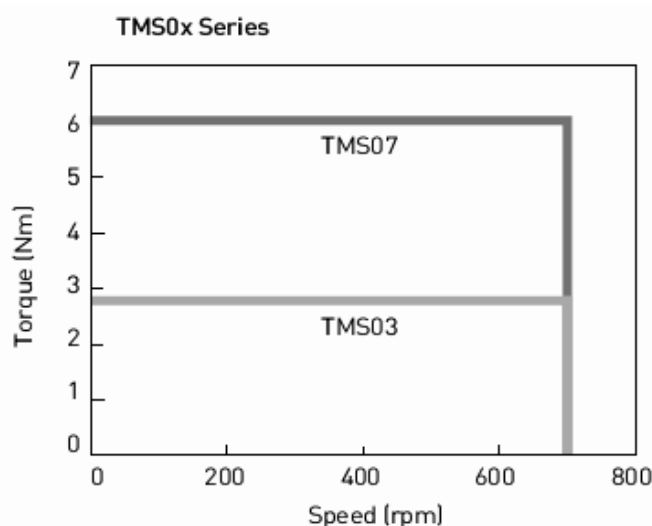


Рис. 17.4 Типовые механические характеристики моментных двигателей поворотных столов типоразмера TMS0x

## **Выводы**

1. На примере продукции фирмы HIWIN показаны возможности прямых вентильных приводов поворотных столов для станко- и приборостроения.
2. Встроенные датчики положения обеспечивают высокую точность как в режиме позиционирования угловой координаты привода, так и в режиме поддержания заданной скорости.
3. Поставляются комплектные системы управления, обеспечивающие работу исполнительных двигателей в режиме векторного управления.

### **17.5. Поворотные столы фирмы Рухсервомотор**

Белорусская фирма «Рухсервомотор» является одним из лидеров оборудования для станкостроения и робототехники на территории СНГ, продукция которой успешно конкурирует с изделиями лучших мировых производителей. Среди изделий фирмы не только линейные двигатели, поворотные столы, но и многокоординатные устройства, станки и технологическое оборудование. Все изделия поставляются комплектно, включая современные микропроцессорные системы управления на основе цифровых сигнальных процессоров. В этой главе мы познакомимся с поворотными столами RSM-36 с прямыми приводами вращательного действия на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами, поставляемыми фирмой.

Основное преимущество столов – высокие моменты, допускающие «силовую» обработку деталей.

#### *17.5.1. Конструктивные особенности поворотных столов RSM-36*

- Прямой безредукторный привод на основе конструкции синхронного магнитоэлектрического двигателя с внутренним вращающимся ротором и внешним неподвижным статором.
- Трехфазный статор с обмотками, залитыми теплопроводящим компаундом.
- Два варианта охлаждения: естественное воздушное (конвекция) или принудительное водяное.
- Стальной ротор с поверхностно расположенными редкоземельными постоянными магнитами.
- *Унификация полюсного деления* всех серводвигателей для повышения серийности производства.
- Встроенный *инкрементальный датчик положения ротора*, обеспечивающий работу в режиме синусоидального векторного

управления двигателем при высокой точности и повторяемости заданного углового положения.

- Встроенный *радиально-упорный подшипник*, на который устанавливается вращающаяся часть стола – планшайба.
- Встроенный круговой гидравлический тормоз, выполняющий функцию фиксатора стола для тяжелых режимов обработки деталей (опция).

Эскиз статорной части серводвигателя и общий вид поворотного стола с модулями жидкостного охлаждения, расположенными по периметру статора, показан на рис. 17.5.

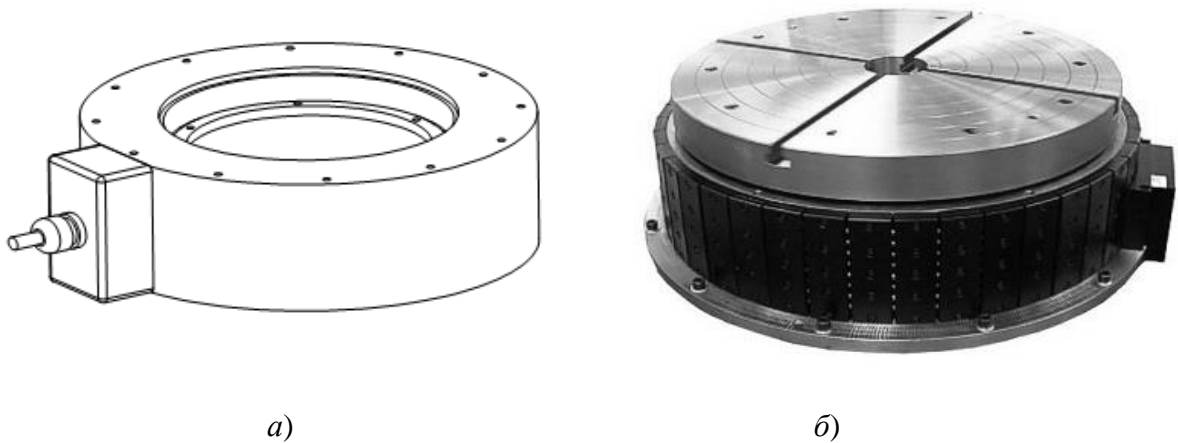


Рис. 17.5 Поворотный стол: *а* – эскиз статора двигателя; *б* – общий вид поворотного стола фирмы Рухсервомотор

### 17.5.2. Обозначения

При заказе поворотного стола указывается его условное обозначение в соответствии со стандартом фирмы:

- 1) Тип исполнительного двигателя RSM (Rotary synchronous motor) – синхронный двигатель вращательного типа;
- 2) Комплектность поставки:
  - а. Только статорная часть Primary part (RSM-P);
  - б. Только роторная часть Secondary part (RSM-S);
  - с. Двигатель в сборе motor (RSM-M);
- 3) Величина полюсного деления по расточке статора (по диаметру воздушного зазора между статором и ротором) в [мм], например, RSM-36;
- 4) Внутренний диаметр статора (внешний ротора) и через символ косой черты «/» высота (толщина) активной части ротора;
- 5) Способ охлаждения двигателя: (*C* – конвекционное); (*W* – водяное);
- 6) Класс обмотки статора по нагреву (*A, B, F*);



- 7) Способ соединения фаз (S – звезда, Т – треугольник);
- 8) Длина соединительного кабеля в [мм] и тип разъема.

### Пример

Обозначение типа RSM-P-36-275\*25 используется для статорной части стола с полюсным делением 36 мм, диаметром по воздушному зазору 275 мм и высотой активной части ротора 25 мм.

Эскиз исполнительного двигателя серии RSM-36 показан на рис. 17.6. В обозначении двигателя приводятся его основные конструктивные параметры:  $D3/h$  [мм]. Обратите внимание на поверхностное расположение постоянных магнитов на роторе, а также на увеличенную высоту статорной части  $H$  по сравнению с высотой роторной части  $h$ . Остальные параметры, в том числе электрические, приведены в подробных каталогах фирмы.

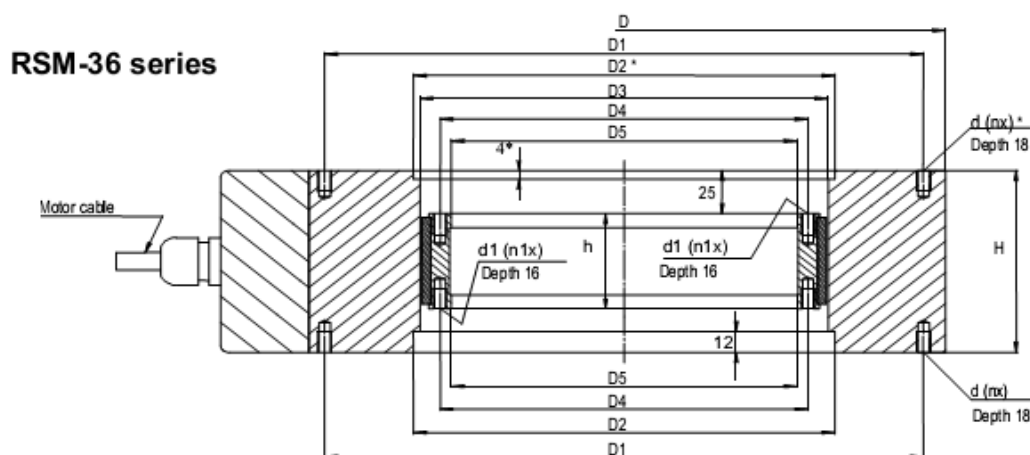


Рис. 17.6 Эскиз синхронного магнитоэлектрического двигателя

### 17.5.3. Пример основных параметров поворотных столов. Краткие рекомендации по выбору

Поворотные столы фирмы «Рухсервомотор» поставляются под конкретный проект, и их параметры в значительной степени зависят от опций поставки. Большое значение имеют не только конструктивные размеры, но и способ охлаждения, тип провода обмотки статора и ее схема. Так, при переходе от схемы «звезда» к схеме «треугольник» при том же напряжении питания в звене постоянного тока увеличивается скорость холостого хода двигателя, примерно в  $\sqrt{3}$  раз.

Пример основных параметров двигателей RSM-P-36 одного габарита при напряжении питания 600 В, естественном охлаждении, соединении фаз в звезду/треугольник (позиция максимальной скорости  $n_{\text{макс}}$ ) приведен в табл. 17.6. Конструктивные параметры соответствуют эскизу на рис. 17.6.

Таблица 17.6 Пример базовых параметров серводвигателей одного типоразмера

| Тип                  | $M_{дл.кон}$<br>Н·м | $M_{дл.вод.}$<br>Н·м | $M_{макс.}$<br>Н·м | $n_{макс.}$<br>об/<br>мин | $D,$<br>мм | $D3,$<br>мм | $D5,$<br>мм | $H,$<br>мм | $h,$<br>мм | $m_{дв.}$<br>кг |
|----------------------|---------------------|----------------------|--------------------|---------------------------|------------|-------------|-------------|------------|------------|-----------------|
| RSM-P-36-<br>275*25  | 86                  | 169                  | 210                | 600/<br>600               | 382        | 275         | 240         | 80         | 30         | 45,4            |
| RSM-P-36-<br>275*50  | 173                 | 337                  | 420                | 381/<br>661               |            |             |             | 105        | 55         | 63,3            |
| RSM-P-36-<br>275*75  | 259                 | 506                  | 630                | 253/<br>443               |            |             |             | 130        | 80         | 81,3            |
| RSM-P-36-<br>275*100 | 345                 | 674                  | 839                | 286/<br>500               |            |             |             | 155        | 105        | 99,25           |
| RSM-P-36-<br>275*150 | 518                 | 1011                 | 1259               | 112/<br>219               |            |             |             | 205        | 155        | 135,2           |

### Рекомендации по выбору

- Длительно допустимый крутящий момент при переходе от естественного охлаждения к водяному увеличивается почти в 2 раза.
- Максимально допустимый кратковременный ток/момент не зависит от системы охлаждения.
- Допустимая кратность кратковременного превышения номинального тока/момента 2,43 в течение 2...3 сек. Система управления должна иметь время-токовую защиту двигателя.
- Полусное деление унифицировано в рамках одной серии (RSM-36) и составляет по расточке статора 36 мм;
- Диаметр воздушного зазора двигателя, внешний диаметр поворотного стола и диаметр внутреннего отверстия ротора унифицированы для каждого типоразмера.
- Номинальный момент для двигателей одного типоразмера увеличивается за счет увеличения высоты (толщины) статора и ротора. При этом всегда сохраняется превышение осевого размера статора над осевым размером ротора на 50 мм.
- При росте момента в рамках одного типоразмера увеличивается индуктивность фаз статора, и падают максимальные скорости стола при неизменном уровне напряжения питания. Чем «толще» стол, тем больше развиваемый им момент, но меньше максимально возможная скорость.
- Удельный номинальный момент (для естественного охлаждения) на единицу веса двигателя, указанного в табл. 17.6, составляет: 1,89; 2,73; 3,19; 3,47; 3,83. Учтен только вес ротора и статора двигателя

(бескорпусное исполнение). Показатели превышают общепромышленные, так как исключен вес корпусных элементов.

- Фиксирующий момент за счет зубчатой структуры железа статора (Detent torque) составляет 0,8; 1,7; 2,5; 3,4; 5,0 Н·м, что составляет по отношению к номинальному моменту 0,9; 0,98; 0,96; 0,98; 0,96 – меньше 1%. Такой показатель достигнут за счет использования технологии скоса пазов статора.

Оценим величину полюсного деления двигателей данного габарита:

$$\tau_{\Pi} = \frac{\pi \cdot D_{\text{рот.внеш.}}}{p_{\Pi}} = \frac{\pi \cdot 275,92}{24} = 36 \text{ мм}$$

Двигатели этого габарита имеют 24 пары полюсов. Каждая часть статора, соответствующая одному полюсному делению, охлаждается (при водяном охлаждении) одним модульным радиатором (см. рис. 17.5).

В составе серии RSM-36 несколько габаритов (типоразмеров) столов, которые отличаются диаметром воздушного зазора и, соответственно числом пар полюсов магнитов на поверхности ротора. При переходе к большему габариту увеличивается диапазон доступных крутящих моментов, но снижаются максимальные скорости вращения стола (табл. 17.7).

Таблица 17.7 Диапазон электромагнитных моментов и максимальных скоростей поворотных столов типа RSM-36 разных габаритов

| Типоразмер    | $M_{\text{дл.кон}}$<br>Н·м | $n_{\text{макс.}}$<br>об/мин (для<br>схемы звезда) | $p_{\Pi}$ |
|---------------|----------------------------|--|-----------|
| RSM-36-275... | 86-518                     | 498,1-73,2   | 24        |
| RSM-36-366... | 142-921                    | 139-37,6   | 32        |
| RSM-36-458... | 240-1439                   | 175,7-21,6   | 40        |
| RSM-36-550... | 345-2072                   | 120,3-13,2   | 48        |
| RSM-36-641... | 470-2821                   | 87,0-8,2   | 56        |

## Выводы

- Все серводвигатели поворотных столов многополюсные, число пар полюсов увеличивается с ростом габарита стола от 24 до 56;
- Двигатели соседних типоразмеров перекрывают друг друга по развиваемым моментам и скоростям, что удобно при выборе поворотного стола для конкретной установки;

- В статор серводвигателей встроены датчики температуры статорной обмотки, срабатывающие при 120°C для реализации защиты по тепловому перегреву статора при превышении нагрузки;
- Высокое допустимое напряжение питания звена постоянного тока 600 В позволяет использовать трехфазные инверторы напряжения с мощными силовыми ключами в режиме ШИМ-модуляции базовых векторов при высоких частотах ШИМ – гарантируется режим качественного источника тока во всем диапазоне скоростей.
- Статорная обмотка может быть изготовлена проводами класса *A*, *B* и *F* и соединена внутри в звезду или треугольник. В зависимости от этих параметров изменяются электрические параметры статора (приводятся в каталогах).

## **17.6. Критерии сравнения серводвигателей. Энергетическая эффективность**

### *17.6.1. Основные критерии сравнения двигателей*

Современная электромеханика предлагает разные *критерии* для сравнения двигателей между собой, которые широко используют разработчики приводов для обоснования своего выбора исполнительного двигателя для конкретного механизма. В любом случае речь идет о выборе между двигателями, имеющими примерно одинаковые номинальные моменты и скорости, которые предварительно выбраны как «кандидаты на сравнение» в соответствии с ожидаемой нагрузочной диаграммой механизма и принятой в электроприводе классической методикой выбора двигателей [4]. Применительно к серводвигателям с вращательным движением и поступательным (линейным), которые подробно рассматриваются в следующих главах, основные критерии сравнения приведены в табл. 17.8. Под якорем линейного двигателя понимается активная часть, содержащая обмотку управления.

Таблица составлена с учетом возможной максимальной кратности токов статора/якоря, которая обычно совпадает с кратностью максимальных моментов/тяговых усилий.

Все критерии условно можно разделить на критерии *статической* и *динамической добротности*. Первые используются в основном для малодинамичных приводов, а вторые, наоборот, для высокодинамичных. Особое значение имеет критерий *фундаментальной машинной постоянной*,

который можно назвать критерием энергетической эффективности электромеханического преобразователя энергии.

Таблица 17.8 Критерии сравнения двигателей разных типов и производителей

| Критерий   | Описание критерия   | Расчетная формула (обозначение в книге/в зарубежных каталогах)  | Комментарии  |
|--|---|---|--|
| Кратность максимального момента (для двигателей вращения), тягового усилия (для линейных двигателей), тока | Коэффициент кратковременного превышения максимальным моментом/усилием, током соответствующих номинальных значений | $k_{кр\_M} = \frac{M_{макс}}{M_{ном}};$ $k_{кр\_F} = \frac{F_{макс}}{F_{ном}};$ $k_{кр\_I} = \frac{I_{макс}}{I_{ном}};$ | Кратности допустимого превышения номинальных значений момента/усилия обычно равны кратностям превышения тока:<br>$k_{кр\_M} = k_{кр\_I};$<br>Длительность превышения номинальных параметров для каждого типа двигателя своя. |
| Чувствительность по крутящему моменту (для двигателей вращения)  | Коэффициент пропорциональности между номинальным фазным током и номинальным моментом                              | $k_{мом} = k_T = \frac{M_{ном}}{I_{ф\ ном}} \left[ \frac{Н \cdot м}{А} \right]$   | Индекс «Т» от англ. Torque (Момент);<br>Ток фазы – или амплитудное значение, или среднеквадратичное  |
| Чувствительность по тяговому усилию (для линейных двигателей)  | Коэффициент пропорциональности между номинальным фазным током и номинальным тяговым усилием                       | $k_{усил} = k_F = \frac{F_{ном}}{I_{ф\ ном}} \left[ \frac{Н}{А} \right]$  | Индекс «F» от англ. Force (Усилие);<br>Ток фазы – или амплитудное значение, или среднеквадратичное;  |
| Удельный номинальный момент  | Отношение номинального момента к массе всего двигателя  | $M_{уд} = \frac{M_{ном}}{m_{дв}} \left[ \frac{Н \cdot м}{кг} \right]$   | Показатель «статической» добротности двигателя   |
| Номинальное угловое ускорение ротора без нагрузки  | Отношение номинального момента к моменту инерции ротора   | $\epsilon_{ном} = \frac{M_{ном}}{J_{рот}} \left[ \frac{Рад}{с^2} \right]$   | Показатель «динамической» добротности двигателя  |
| Максимальное (предельное) угловое ускорение ротора без нагрузки  | Отношение максимально возможного кратковременного момента к моменту инерции ротора                                | $\epsilon_{макс} = \frac{M_{макс}}{J_{рот}} \left[ \frac{Рад}{с^2} \right]$   | Показатель динамической добротности двигателя  |

|  |   |  |   |
|--|---|--|---|
| Номинальное ускорение якоря без нагрузки (для линейных двигателей) | Отношение номинального усилия к массе якоря   | $a_{\text{ном}} = F_{\text{уд}} = \frac{F_{\text{ном}}}{m_{\text{як}}} \left[ \frac{\text{М}}{\text{с}^2} \right]$ | Совпадает с удельным значением тягового усилия на единицу массы якоря без нагрузки [Н/кг]   |
| Максимальное (предельное) ускорение якоря без нагрузки             | Отношение максимального тягового усилия к массе якоря   | $a_{\text{макс}} = \frac{F_{\text{макс}}}{m_{\text{як}}} \left[ \frac{\text{М}}{\text{с}^2} \right]$               | Показатель <i>динамической добротности</i> двигателя  |
| Фундаментальная машинная константа для двигателей вращения         | Отношение коэффициента чувствительности по моменту к корню квадратному из терминального сопротивления         | $k_{\text{маш}} = k_m = \frac{k_F}{\sqrt{R_t}}$  | Индекс « <i>m</i> » от англ. motor – двигатель; Терминальное сопротивление – сопротивление статорной обмотки, подключенной к звену постоянного тока |
| Фундаментальная машинная константа для линейных двигателей         | Отношение коэффициента чувствительности по тяговому усилию к корню квадратному из терминального сопротивления | $k_{\text{маш}} = k_m = \frac{k_T}{\sqrt{R_t}}$  | Терминальное сопротивление – сопротивление статорной обмотки, подключенной к звену постоянного тока   |

### 17.6.2. Фундаментальная машинная константа

Часто внутри нескольких серий двигателей одного и того же или разных производителей имеются двигатели с примерно одинаковыми номинальными моментами и скоростями, отличающиеся конструктивными особенностями и типом обмотки статора. Так бывает, например, в прямых приводах вращательного или линейного перемещения, в которых статорная обмотка состоит из нескольких однотипных, в частности, трёхфазных катушечных секций. При этом двигатели будут отличаться друг от друга по своей энергетической эффективности. Как можно оценить энергоэффективность собственно электромеханического преобразователя энергии (ЭМП)?

Большинство современных двигателей постоянного и переменного тока (в том числе ШД и ВД) получают питание от звена постоянного тока с использованием электронных преобразователей высокого качества, КПД которых может достигать 95...98%. Энергетическую эффективность двигателя можно оценить, как отношение номинального крутящего момента или тягового усилия (для линейных машин) к корню квадратному из мощности электрических потерь в статорной/якорной обмотке:

$$\begin{cases} k_{\text{маш}} = \frac{M_{\text{НОМ}}}{\sqrt{\Delta P_{\text{СТ}}}}; \\ k_{\text{маш}} = \frac{F_{\text{НОМ}}}{\sqrt{\Delta P_{\text{ЯК}}}}. \end{cases} \quad (17.1)$$

Потери электрической мощности – это разность между электрической мощностью, поступающей со стороны звена постоянного тока на вход ЭМП, и выходной механической мощностью, полученной на выходе ЭМП. Для номинального режима работы:

$$\Delta P = P_{\text{ВХ}} - P_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{dc}} \cdot I_{\text{dc}} - M_{\text{НОМ}} \cdot \omega_{\text{НОМ}}. \quad (17.2)$$

Для двигателей всех типов, в том числе трехфазных переменного тока, можно рассчитать так называемое *терминальное сопротивление* – сопротивление обмотки статора, приведенное к звену постоянного тока  $R_{\text{T}}$ . Именно это значение сопротивления эквивалентной обмотки и ее индуктивности  $L_{\text{T}}$  обычно указывают в каталогах ведущие мировые производители двигателей. Таким образом, потери в реальной статорной обмотке можно заменить потерями в эквивалентной обмотке:

$$\Delta P = I_{\text{dc}}^2 \cdot R_{\text{T}}. \quad (17.3)$$

Если в шаговых и вентильных электроприводах используется биполярное управление, например, в трёхфазных ШД/ВД – одновременная симметричная разнополярная коммутация фаз, то ток, потребляемый по звену постоянного тока, будет равен номинальному фазному току:

$$\Delta P = I_{\text{НОМ}}^2 \cdot R_{\text{T}}. \quad (17.4)$$

Следовательно, соотношения (17.1) можно представить в виде:

$$\begin{cases} k_{\text{маш}} = \frac{M_{\text{НОМ}}}{\sqrt{I_{\text{ФНОМ}}^2 \cdot R_{\text{T}}}} = \frac{k_{\text{МОМ}} \cdot I_{\text{ФНОМ}}}{I_{\text{ФНОМ}} \cdot \sqrt{R_{\text{T}}}} = \frac{k_{\text{МОМ}}}{\sqrt{R_{\text{T}}}}; \\ k_{\text{маш}} = \frac{F_{\text{НОМ}}}{\sqrt{I_{\text{ФНОМ}}^2 \cdot R_{\text{T}}}} = \frac{k_{\text{УСИЛ}} \cdot I_{\text{ФНОМ}}}{I_{\text{ФНОМ}} \cdot \sqrt{R_{\text{T}}}} = \frac{k_{\text{УСИЛ}}}{\sqrt{R_{\text{T}}}}. \end{cases} \quad (17.5)$$

Это константа, которая приводится в каталогах, как для коллекторных двигателей постоянного тока, так и для бесколлекторных, которая показывает *эффективность преобразования электрической энергии в механическую* в двигателе данного типа. Хотя этот коэффициент не учитывает все возможные потери в двигателе (на гистерезис, механические),

а также потери в электронном преобразователе, он учитывает главное – возможные электрические потери в обмотке якоря. Он представляет собой отношение *чувствительности двигателя по моменту/усилию к корню квадратному из величины линейного (терминального) сопротивления*. Для двигателей вращательного типа он имеет размерность Н·м/√Вт, а для двигателей линейного типа Н/√Вт.

Чем меньше активное сопротивление статора/якоря, тем меньше электрические потери в статорной/якорной обмотке и тем больше значение коэффициента  $K_m$  – выше эффективность преобразования электрической энергии в механическую.

В обыденных представлениях, чем больше размер (габариты) мотора, тем он мощнее и эффективнее. На самом деле это может быть не так. В таком моторе могут быть повышенные электрические потери, понадобится более мощный корпус для отвода большего количества тепла. Именно поэтому знание фундаментальной константы двигателей позволяет более корректно сравнивать их энергетическую эффективность.

В каталогах на двигатели редко приводятся значения фундаментальной константы машины. Однако, параметры чувствительности тягового момента или тягового усилия к току якоря, а также параметры терминального сопротивления якорной обмотки  $R_T$  указываются почти всегда. Это позволяет оценить фундаментальную константу двигателя самостоятельно и сравнить эффективность конкретного двигателя с прототипом или изделием другого производителя. Чем больше окажется фундаментальная константа машины, тем эффективнее будет двигатель. Особое значение такое сравнение имеет для автономных систем – космических, авиационных и пр.

### *17.6.3. Значения критериев для двигателей рассмотренных поворотных столов*

Корректное сравнение можно сделать только для двигателей, имеющих схожие параметры номинальных моментов и скоростей. Мы рассмотрели, с одной стороны, двигатели поворотных столов фирмы HIWIN, ориентированных, в том числе, на приборные применения, а с другой – двигатели поворотных столов фирмы «Рухсервомотор», ориентированных на силовые применения. Во втором случае номинальные моменты и номинальные скорости выше. Мы вправе ожидать, что и машинные константы для этих двигателей будут выше. Приведем оценку основных



критериев по каталожным данным отрезков серий поворотных столов, имеющих близкие значения номинальных моментов (табл. 17.9).

Таблица 17.9 Значения важнейших критериев для отрезков двигателей поворотных столов

| Фирма             |                          |                         | Hiwin |       |       | Рухсервомотор |              |              |
|-------------------|--------------------------|-------------------------|-------|-------|-------|---------------|--------------|--------------|
| Тип двиг.         |                          |                         | TMS74 | TMS76 | TMS7C | RSM36-275*25  | RSM36-275*50 | RSM36-275*75 |
| Параметр          | Обоз.                    | Разм.                   |       |       |       |               |              |              |
| Ном. момент       | $M_{\text{НОМ}}$         | Н·м                     | 50    | 75    | 150   | 86            | 173          | 259          |
| Макс. момент      | $M_{\text{МАКС}}$        | Н·м                     | 130   | 190   | 380   | 210           | 420          | 630          |
| Номин. ток        | $I_{\text{НОМ}}$         | А(с.кв.)                | 3     | 3     | 3     | 11,3          | 11,3         | 11,3         |
| Макс. ток         | $I_{\text{МАКС}}$        | А(с.кв.)                | 8     | 8     | 8     | 29,7          | 29,7         | 29,7         |
| Коэф. по мом.     | $k_{\text{МОМ}}$         | Н·м/А(с.кв.)            | 16,7  | 25,0  | 50,0  | 7,61          | 15,3         | 22,9         |
| Машин. конс.      | $k_{\text{МАШ}}$         | Н·м/ $\sqrt{\text{Вт}}$ | 3,6   | 4,7   | 7,2   | 5,7           | 9,2          | 11,9         |
| Число пар пол.    | $p_{\text{П}}$           |                         | 22    | 22    | 22    | 24            | 24           | 24           |
| Макс. скорость    | $n_{\text{МАКС}}$        | об/мин                  | 180   | 120   | 48    | 756,3         | 354,8        | 253,0        |
| Макс. нап. ЗПТ    | $U_{\text{ДС}}$          | В                       | 500   |       |       | 600           |              |              |
| Мом. ин. вр.ч.    | $J_{\text{РОТ}}$         | кг·м <sup>2</sup>       | 0,152 | 0,174 | 0,241 | 0,05(p)       | 0,09(p)      | 0,14(p)      |
| Мак. ус. вр. час. | $\epsilon_{\text{МАКС}}$ | (рад/с)/с               | 329   | 431   | 622,4 | 1720          | 1992         | 1850         |
| Масса двига-ля    | $m_{\text{ДВ}}$          | кг                      | 39    | 44,5  | 61,5  | 45,4          | 63,3         | 81,3         |
| Удельн. момент    | $M_{\text{УД}}$          | Н·м/кг                  | 1,28  | 1,69  | 2,44  | 1,89          | 2,73         | 3,18         |

### Выводы по таблице

1. Удельные значения электромагнитного момента (на единицу веса двигателя) примерно одинаковы и находятся в пределах 1,3...3,0 Н·м/кг. Значения увеличиваются с ростом номинальных моментов.
2. Машинные константы – одного порядка (4...10 Н·м/ $\sqrt{\text{Вт}}$ ) и растут с ростом номинальных моментов.
3. Удельные моменты также растут с ростом номинальных моментов.
4. Максимальные ускорения для двигателей фирмы «Рухсервомотор» показаны без учета момента инерции планшайбы.

### **Выводы по главе**

1. Рассмотрены примеры прямых приводов вращательного типа, их конструктивные особенности.
2. Приведены важнейшие критерии для сравнительного выбора исполнительного двигателя вращательного и линейного типов.

### **Контрольные вопросы**

1. Чем отличаются критерии статической добротности от критериев динамической добротности?
2. В чем физический смысл фундаментальной машинной постоянной?
3. Что такое терминальное сопротивление?
4. Почему максимальный кратковременный момент/усилие не зависит от системы охлаждения, а длительно допустимый момент/усилие тем больше, чем эффективнее система охлаждения?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 18. ИНДУКТОРНЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ И ПЛАНАРНЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

|          |  |     |
|----------|--|-----|
| 18.1.    | Прототип линейного индукторного двигателя.....   | 420 |
| 18.2.    | Математическая модель линейного двигателя-прототипа.....   | 422 |
| 18.3.    | От индукторного двигателя с самовозбуждением к индукторному двигателю с независимым возбуждением .....                                 | 425 |
| 18.4.    | От индукторного двигателя с электромагнитным возбуждением к индукторному двигателю с магнитоэлектрическим возбуждением.....            | 427 |
| 18.5.    | Двухпакетная конструкции индукторного двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением.....   | 428 |
| 18.6.    | Использование схемы замещения магнитной цепи линейного индукторного двигателя для получения его упрощенной математической модели ..... | 430 |
| 18.6.1.  | Определение индуктивностей и взаимоиндуктивностей. Используем общую теорию расчета магнитных цепей.....                                | 432 |
| 18.6.2.  | Сводка коэффициентов само- и взаимоиндукции для линейного индукторного двигателя .....   | 436 |
| 18.7.    | Электромагнитное усилие индукторного линейного электродвигателя .....  | 437 |
| 18.8.    | Усилие линейного индукторного двигателя при управлении вектором тока статора.....  | 439 |
| 18.9.    | Анализ составляющих электромагнитного усилия. Рекомендации по управлению двигателем.....   | 440 |
| 18.10.   | Примеры линейных индукторных электродвигателей.....  | 441 |
| 18.10.1. | Модификации конструкции индукторного линейного двигателя .....   | 441 |
| 18.10.2. | Типы конструкций линейных индукторных двигателей .....   | 443 |
| 18.10.3. | Планарные двигатели .....  | 445 |
| 18.11.   | Системы управления линейными и планарными индукторными двигателями .....   | 450 |

Одними из первых появились линейные двигатели с переменным магнитным сопротивлением, имеющие простые конструкции и принцип действия. Они получили название индукторных, так как имели в своем составе пассивный ферромагнитный подвижный элемент (индуктор), который при перемещении мог индуцировать ЭДС в обмотках статора,

превращая машину в линейный электрический генератор. Особым достоинством таких машин стала их конструктивная пластичность, позволяющая создавать однокоординатные двигатели ( $X$ ) с плоским, цилиндрическим, щелевым или трубчатым индуктором, а также двухкоординатные двигатели с перемещением индуктора в плоскости  $X$ ,  $Y$  – планарные линейные двигатели. На базе последней конструкции разрабатывались и многокоординатные двигатели, например,  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ ,  $\varphi$ . Одно из главных достоинств индукторных двигателей – маленький конструктивный шаг и, соответственно, высокое разрешение по положению в системах точного воспроизведения движений.

Индукторные линейные двигатели и, так называемые, *двухпакетные гибридные двигатели вращательного типа* (см. главу 2) конструктивно очень похожи, более того, имеют одинаковые принципы работы и схожие системы управления. Они имеют также общее математическое описание, что позволяет рассматривать системы управления ими с единых позиций.

### 18.1. Прототип линейного индукторного двигателя

В главе 1 мы уже рассматривали вращающийся двигатель с переменным магнитным сопротивлением в качестве прототипа линейного двигателя такого же типа. Приведем его конструкцию еще раз на рис. 18.1. Обычно подвижный элемент двигателя – *статор (якорь)*, а индуктор представляет собой *ферро-магнитную зубчатую «дорогу»*, над которой перемещается якорь на линейных подшипниках или опорах. Возможен и второй вариант, когда якорь неподвижен, а перемещается индуктор. Его ход в этом случае ограничивается, во избежание значительного увеличения масса индуктора и ограничения динамических показателей привода.

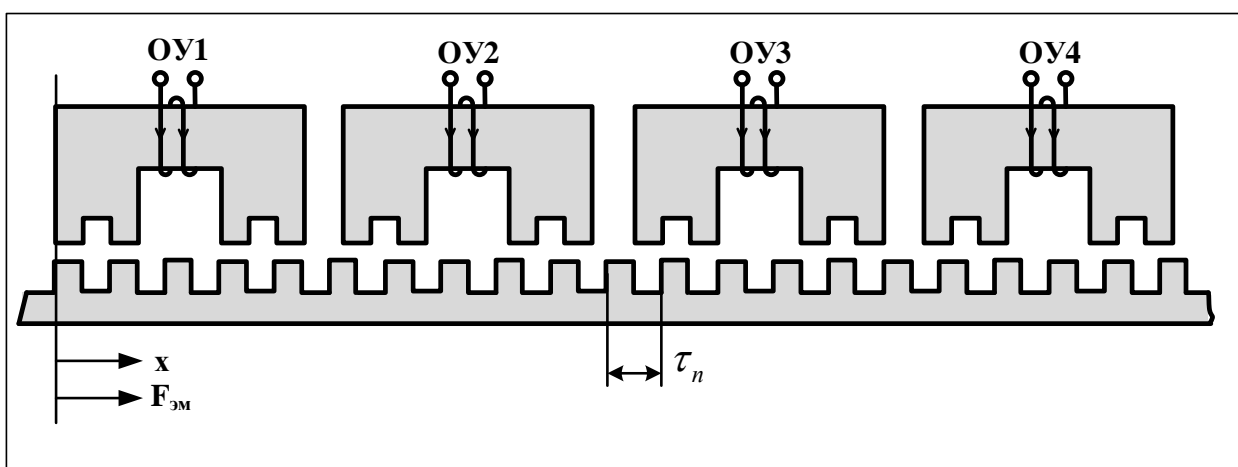


Рис. 18.1 Развертка вращающегося двигателя с переменным магнитным сопротивлением – прототип линейного индукторного двигателя

Двигатель может иметь любое число фаз  $\geq 3$ . Показан четырёхфазный вариант, как наиболее удобный для последующих модернизаций конструкции. Индуктор в таком линейном двигателе может быть:

- *плоским* с односторонней зубчатой поверхностью и ферромагнитной спинкой для обратного замыкания магнитных потоков – зубчатая ферромагнитная «дорога», по которой перемещается плоский якорь, к которому выполняется гибкий подвод электроэнергии от силового преобразователя, управляющего X-двигателем;
- *прямоугольным плоским* и состоять из решетки ферромагнитных материалов без спинки. Ферромагнитные участки скреплены между собой немагнитным основанием (шпильками, компаундом и т.п.) в единую конструкцию. Индуктор располагается между двумя пакетами статора и является подвижным элементом – *щелевая двухстаторная конструкция линейного двигателя*, имеющая предельно малую массу индуктора и высокие динамические показатели X-линейного двигателя;
- *трубчатым* из ферромагнитного материала с внутренней спинкой (для обратного замыкания магнитных потоков и кольцевыми проточками для создания зубчатой ферромагнитной структуры в осевом направлении). Это многопакетный двигатель с изолированными фазами и индуктором-штоком (также линейный X-двигатель).

Если свернуть конструкцию на рис. 18.1 по оси, перпендикулярной рисунку, то получим обычный индукторный двигатель вращательного типа (Ф-типа). Обычная конструкция – пассивный индуктор расположен внутри неподвижного статора и вращается. Обращенная конструкция: якорь внутри и неподвижен, а вращается внешний индуктор – зубчатый обод с зубцами, радиально ориентированными внутрь.

Принцип работы двигателя в режиме ШД предельно прост. Активизируя по очереди электрические состояния статора (например, в режиме одиночной униполярной коммутации фаз), получаем перемещение подвижного элемента (якоря или индуктора) на один целый конструктивный шаг в направлении увеличения индуктивности включенной эквивалентной обмотки статора (уменьшения магнитного сопротивления):

$$\Delta x_{\text{цел эл}} = \frac{2\pi}{n_{\text{эл}}}, \quad (18.1)$$

где  $n_{\text{эл}}$  – число тактов коммутации линейного шагового двигателя (ЛШД). Для целого механического шага:

$$\Delta x_{\text{цел мех}} = \frac{\tau_{\text{п}}}{n_{\text{эл}}}, \quad (18.2)$$

## 18.2. Математическая модель линейного двигателя-прототипа

В главе 1 для двигателя-прототипа приведены зависимости проводимостей воздушного зазора под кернами статорных обмоток от положения якоря относительно индуктора:

$$\begin{cases} \Lambda_{11}(\theta) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta); \\ \Lambda_{22}(\theta) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta - \pi/2); \\ \Lambda_{33}(\theta) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta - \pi); \\ \Lambda_{44}(\theta) = \lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta - 3\pi/2). \end{cases} \quad (18.3)$$

Здесь:  $\theta$  – электрическое положение якоря относительно полюсного деления машины  $\tau$ , (расстояния зуб-паз по индуктору), а  $\lambda_0$  и  $\lambda_1$  – постоянная и переменная составляющие проводимости воздушного зазора. В общем случае подвижной частью линейного двигателя может быть как якорь, так и индуктор.

Фазные индуктивности в первом приближении, при пренебрежении сопротивлением ферромагнитных участков магнитных цепей, будут пропорциональны квадратам чисел витков фазных катушек и соответствующим проводимостям (18.3). Так, для первой фазы:

$$L_{11}(x) = w^2 \cdot \Lambda_{11}(x) = w^2 \cdot [\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos(\theta)] = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta), \quad (18.4)$$

где  $L_0, L_1$  – постоянная и переменная составляющие индуктивностей фаз.

Суммарное усилие, действующее на якорь, будет равно сумме усилий, развиваемых отдельными фазами, полностью изолированными друг от друга в магнитном отношении:

$$F_{\Sigma} = F_1 + F_2 + F_3 + F_4. \quad (18.5)$$

Выразим коэнергию (см. главу 1) каждой фазы в отдельности через ее индуктивность, а усилие, развиваемое фазой, вычислим, как частную производную от ко-энергии по механической координате  $x$ , получим:

$$\begin{aligned} F_{\Sigma} &= \frac{\partial W_{co}}{\partial x} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\Pi}}\right) \cdot \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta} = \\ &= \left(\frac{2\pi}{\tau_{\Pi}}\right) \cdot \frac{1}{2} \cdot L_1 \{-\sin\theta \cdot i_1^2 + \cos\theta \cdot i_2^2 + \sin\theta \cdot i_3^2 - \cos\theta \cdot i_4^2\}. \end{aligned} \quad (18.6)$$

Таким образом, при любом алгоритме управления двигателем, в том числе при любом типе коммутации, электрическом дроблении шага или при работе в режиме вентильного двигателя, справедливо:

$$F_{\Sigma} = \left(\frac{\pi}{\tau_{II}}\right) \cdot L_1 \cdot \{-\sin\theta \cdot i_1^2 + \cos\theta \cdot i_2^2 + \sin\theta \cdot i_3^2 - \cos\theta \cdot i_4^2\}. \quad (18.7)$$

Как видите, каждая составляющая усилия, развиваемого отдельным пакетом машины (отдельной фазой), имеет *реактивную природу*. Как это выражение будет выглядеть при согласованном управлении фазами, например, в режиме синхронного перемещения индуктора с заданной скоростью при использовании парной униполярной коммутации фаз (рис. 18.2)?

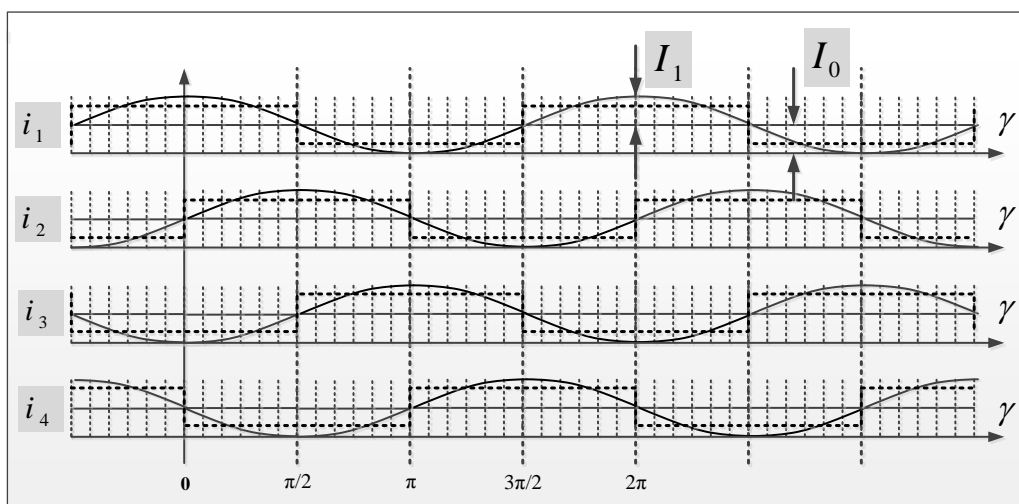


Рис. 18.2 Парная униполярная коммутация и ее аппроксимация режимом управления синусоидальными фазными токами заданной частоты

Разложим кривые фазных токов, представляющие собой меандры, в ряд Фурье, выделив постоянную составляющую токов  $I_0$  и первую гармонику  $I_1$ . Гармониками высшего порядка пренебрежем – рис. 18.2. Очевидно, что электромагнитный момент шагового двигателя при таком *синусоидальном управлении токами* фаз будет достаточно близко приближаться к моменту, развиваемому двигателем при исходном алгоритме управления (при парной коммутации). Более того, при использовании инвертора тока и структуры микрошагового управления (электрического дробления шага) это управление легко реализуется на практике и часто используется специально для получения *режима синхронного перемещения ЛШД с заданной частотой (скоростью)* в разомкнутых структурах управления. Режим соответствует частотному управлению синхронной машиной от преобразователя частоты, правда, от преобразователя частоты особого типа, в котором токи фаз имеют и *переменную составляющую, и постоянную*.

Найдем аналитическое выражение для момента, обозначив мгновенное значение фазы результирующего вектора тока статора через  $\gamma$ :

$$\gamma = \omega \cdot t = 2\pi \cdot f \cdot t, \quad (18.8)$$

где  $f$  – частота изменения токов статора.

Частота токов связана с частотой управляющих импульсов при парной коммутации фаз очевидным соотношением  $f_\gamma = 4 \cdot f$ . Итак, в соответствии с рис. 18.2:

$$\begin{cases} i_1 = I_0 + I_1 \cdot \cos\gamma; \\ i_2 = I_0 + I_1 \cdot \sin\gamma; \\ i_3 = I_0 - I_1 \cdot \cos\gamma; \\ i_4 = I_0 - I_1 \cdot \sin\gamma. \end{cases} \quad (18.9)$$

Подставим соотношения (18.9) в уравнение суммарного усилия машины (18.7):

$$\begin{aligned} F_\Sigma &= \left(\frac{\pi}{\tau_\Pi}\right) L_1 \begin{Bmatrix} -I_0^2 \sin\theta - 2I_0 I_1 \sin\theta \cdot \cos\gamma - I_1^2 \sin\theta \cdot \cos^2\gamma \\ +I_0^2 \cos\theta + 2I_0 I_1 \cos\theta \cdot \sin\gamma + I_1^2 \cos\theta \cdot \sin^2\gamma \\ +I_0^2 \sin\theta - 2I_0 I_1 \sin\theta \cdot \cos\gamma + I_1^2 \sin\theta \cdot \cos^2\gamma \\ -I_0^2 \cos\theta + 2I_0 I_1 \cos\theta \cdot \sin\gamma - I_1^2 \cos\theta \cdot \sin^2\gamma \end{Bmatrix} = \\ &= \left(\frac{\pi}{\tau_\Pi}\right) L_1 4I_0 I_1 (\sin\gamma \cdot \cos\theta - \cos\gamma \cdot \sin\theta) = \left(\frac{4\pi}{\tau_\Pi}\right) L_1 I_0 I_1 \sin(\gamma - \theta). \end{aligned} \quad (18.10)$$

Сравним результат с выражением электромагнитного момента двухфазной синхронной машины с постоянными магнитами на роторе, принятой нами за прототип любого шагового/вентильного двигателя (см. главу 3):

$$M_{\text{эм}} = p_\Pi \cdot \Psi_m \cdot I_m \cdot \sin(\gamma - \theta) = p_\Pi \cdot (L_{sr} I_r) \cdot I_s \cdot \sin(\gamma - \theta). \quad (18.11)$$

Запишем результат (18.10) в виде:

$$F_\Sigma = 2 \cdot \left(\frac{2\pi}{\tau_\Pi}\right) \cdot (L_1 I_0) \cdot I_1 \sin(\gamma - \theta). \quad (18.12)$$

Итак, уравнения (18.11) и (18.12) схожи по форме. Двойка в уравнении (18.12) означает только, что наша машина не двухфазная, а четырёхфазная. Коэффициент  $\left(\frac{2\pi}{\tau_\Pi}\right)$  эквивалентен числу пар полюсов вращающегося двигателя  $p_\Pi$ , а соотношение  $(L_1 I_0)$  представляет собой потокосцепление эквивалентного контура возбуждения, созданного постоянной составляющей фазных токов якоря.

Представьте себе, что постоянная составляющая в фазных токах исчезла, т.е.  $I_0 = 0$ , мы питаем машину от идеального четырёхфазного источника переменного тока. Такая машина не развивает электромагнитного



усилия  $-F_{\Sigma} = 0$ . Следовательно, обязательным условием для работы машин такого типа должно быть *наличие контура подмагничивания*, он и создается постоянной составляющей фазных токов. Именно поэтому основатели отечественной теории дискретного электропривода [1] назвали такие двигатели *индукторными с самовозбуждением* (самоподмагничиванием).

## Выводы

1. Линейный индукторный шаговый двигатель с независимыми в магнитном отношении фазами не может работать при разнополярной коммутации (при переменных токах). Он требует управления *униполярными импульсами тока от униполярного инвертора*. При этом, в кривых фазных токов обязательно должны быть постоянные составляющие, выполняющие *функцию самовозбуждения двигателя*. Индуктором, возбуждающим пассивный ротор, является статор. Точнее, постоянная составляющая тока статора. Произведение постоянной составляющей тока статора на переменную составляющую определяет величину момента двигателя, как и в классическом магнитоэлектрическом шаговом двигателе с магнитами на роторе.
2. Если считать, что постоянная составляющая тока статора равна половине амплитудного фазного тока (справедливо в симметричных режимах коммутации машины, а также при управлении вектором тока статора с постоянной амплитудой), то уравнение электромагнитного момента (18.12) примет вид:

$$F_{\Sigma} = 2 \cdot \left(\frac{2\pi}{\tau_{п}}\right) \cdot \left(L_1 \cdot \frac{I_m}{2}\right) \cdot \frac{I_m}{2} \sin(\gamma - \theta) = \frac{\pi}{\tau_{п}} \cdot L_1 \cdot I_m^2 \sin(\gamma - \theta). \quad (18.13)$$

Момент индукторного двигателя с самовозбуждением не зависит от знака тока, т. к. пропорционален квадрату тока. Этот двигатель подобен реактивным двигателям, но только с одним важным исключением – токи в обмотках якоря должны быть *нереверсивными*.

### 18.3. От индукторного двигателя с самовозбуждением к индукторному двигателю с независимым возбуждением

Обратимся к выражению (18.9). Установим на каждом керне статора кроме фазной обмотки дополнительно катушку возбуждения, соединим все катушки возбуждения последовательно и пропустим через них постоянную составляющую фазных токов  $I_0$ , получив контур электромагнитного возбуждения машины – *общую обмотку возбуждения*. При этом оставим протекать в фазах только переменные составляющие токов.

$$\begin{cases} I_B = I_0; \\ i_1 = I_1 \cdot \cos\gamma; \\ i_2 = I_1 \cdot \sin\gamma; \\ i_3 = -I_1 \cdot \cos\gamma; \\ i_4 = -I_1 \cdot \sin\gamma. \end{cases} \quad (18.14)$$

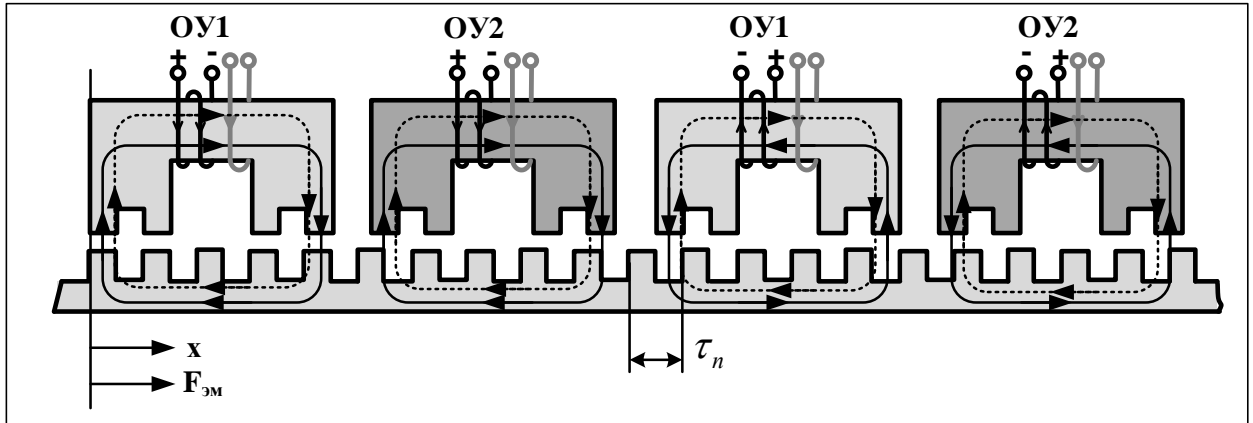


Рис. 18.3 Линейный индукторный двигатель с независимым возбуждением

Фазы 1 и 3, 2 и 4 отличаются только тем, что переменная составляющая тока в них имеет противоположное направление. Объединим фазы 1 и 3, 2 и 4 попарно в одну фазу, изменив лишь порядок подключения полуфаз 3, 4 или направление намотки витков в полуфазах 3 и 4. Получим двухфазную индукторную машину с независимым возбуждением и биполярным питанием (рис. 18.3), в которой:

$$\begin{cases} I_B = I_0; \\ i_1 = I_1 \cdot \cos\gamma; \\ i_2 = I_1 \cdot \sin\gamma. \end{cases} \quad (18.15)$$

Нетрудно убедиться, что исходный четырёхфазный шаговый двигатель с четырёхтактной униполярной коммутацией фаз полностью эквивалентен по принципу работы и создаваемому электромагнитному моменту двухфазному шаговому двигателю также с четырёхтактной, но уже с биполярной коммутацией и дополнительной обмоткой возбуждения, обтекаемой постоянным током.

Если предположить, что намагничивающая сила катушки якоря  $I_1 w_s$  в каждом пакете при максимальном токе равна намагничивающей силе  $I_B w_B$ , создаваемой обмоткой возбуждения, то одиночной четырёхтактной униполярной коммутации исходной машины с самовозбуждением будет соответствовать также одиночная четырёхтактная, но биполярная коммутация двухфазной индукторной машины с независимым возбуждением:  $i_{1+}; i_{2+}; i_{1-}; i_{2-}; i_{1+} \dots$

Система управления таким двигателем будет полностью аналогична управлению двухфазным магнитоэлектрическим двигателем с одним важным дополнением: появляется возможность *независимого управления контуром возбуждения*, как в коллекторных двигателях постоянного тока, например, с целью получения высоких скоростей в *зоне ослабления поля*, что особенно важно для двигателей, работающих в режиме ВД. Еще одна особенность – и *статорная обмотка и контур возбуждения находятся на статоре*, а индуктор – пассивный, не имеющий ни обмоток, ни постоянных магнитов.

#### 18.4. От индукторного двигателя с электромагнитным возбуждением к индукторному двигателю с магнитоэлектрическим возбуждением

Заменяем катушки возбуждения на статоре постоянными магнитами простой прямоугольной формы, создающими поток возбуждения того же направления (рис. 18.4).

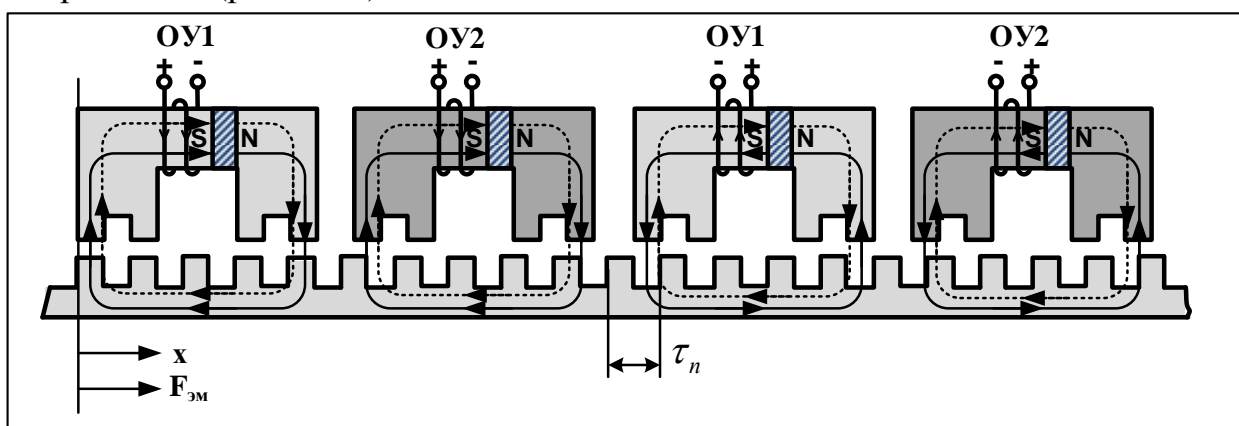


Рис. 18.4 Линейный индукторный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов

Рис. 18.4 подтверждает сделанные ранее выводы о возможности использования в индукторных машинах отдельного контура возбуждения, образованного либо обмоткой возбуждения, либо постоянными магнитами, для перевода системы управления двигателем из униполярной в биполярную. Он хорошо иллюстрирует также принцип работы машины в режиме *индукторных генераторов*, которые активно используются во многих приложениях еще с начала прошлого века (морской флот, железные дороги, авиация).

Предположим, что двигатель на рис. 18.4 вращательного типа и ротор-индуктор принудительно вращается извне, например, двигателем внутреннего сгорания. Пусть направление вращения – вправо. Потокосцепление, создаваемое постоянным магнитом в первом пакете статора, модулируется зубчатой структурой ротора-индуктора так:

$$\Psi_{11} = \Psi_{\max} \cdot \cos\theta. \quad (18.16)$$

Потокоцепление, создаваемое постоянным магнитом в третьем пакете, относящемся к той же фазе, модулируется так:

$$\Psi_{13} = -\Psi_{\max} \cdot \cos(\theta - \pi) = \Psi_{\max} \cdot \cos\theta. \quad (18.17)$$

Таким образом, ЭДС, наводимая в первой фазе генератора при постоянной скорости вращения ротора, меняется по синусоидальному закону с частотой, пропорциональной скорости вращения ротора-индуктора:

$$E_1 = \frac{d\phi_1}{dt} = \frac{d(\Psi_{11} + \Psi_{13})}{dt} = 2\Psi_{\max}(-\sin\theta) \cdot \frac{d\theta}{dt}. \quad (18.18)$$

Аналогичное соотношение может быть получено и для второй фазы генератора. Следовательно, на выходе генератора имеем двухфазную систему синусоидальных напряжений, сдвинутых друг относительно друга на угол 90 эл. град. Достаточно подключить к фазным обмоткам генератора неуправляемый выпрямитель и можно получить *индукторный генератор постоянного тока*.

Итак, зубчатая структура ротора (или подвижного элемента для линейных машин) выполняет функцию *модулятора-индуктора*, изменяя потокоцепление обмотки возбуждения (или магнита), находящейся (находящегося) на статоре, с обмоткой статора, также расположенной на статоре, индуцируя в ней ЭДС. Отсюда и название – *индукторный генератор, индукторный двигатель*.

## Вывод

Индукторные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением по характеру развиваемого момента (усилия) аналогичны синхронным двигателям с постоянными магнитами на роторе. Аналогично строится и система управления. Принципиальным отличием является лишь пассивный ротор и размещение, как якорной обмотки, так и магнитов системы возбуждения на неподвижном статоре, что упрощает и удешевляет конструкцию машины.

### 18.5. Двухпакетная конструкции индукторного двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением

Анализируя конструкцию линейного магнитоэлектрического двигателя (рис. 18.4) отметим, что контур возбуждения в виде распределенных постоянных магнитов интегрируется в каждый пакет двигателя, независимо от числа фаз. Вместе с тем для машин с четным

числом фаз можно существенно упростить конструкцию, используя *один общий контур возбуждения*.

Объединим правые части пакетов машины, относящиеся к фазе 1, и левые части пакетов, относящиеся к фазе 2, в два общих пакета фаз 1 и 2, расположив между ними один общий магнит контура возбуждения машины (рис. 18.5). Как видите, в каждом отдельном керне направление потокоцеплений якорной обмотки и контура возбуждения сохранилось в точности таким же, как в исходной машине (рис. 18.4).

Полученная конструкция является наиболее распространенной конструкцией линейного двухфазного индукторного ШД/ВД и основой для создания *линейных, планарных ШД/ВД, а также двигателей с комбинированным характером движения*.

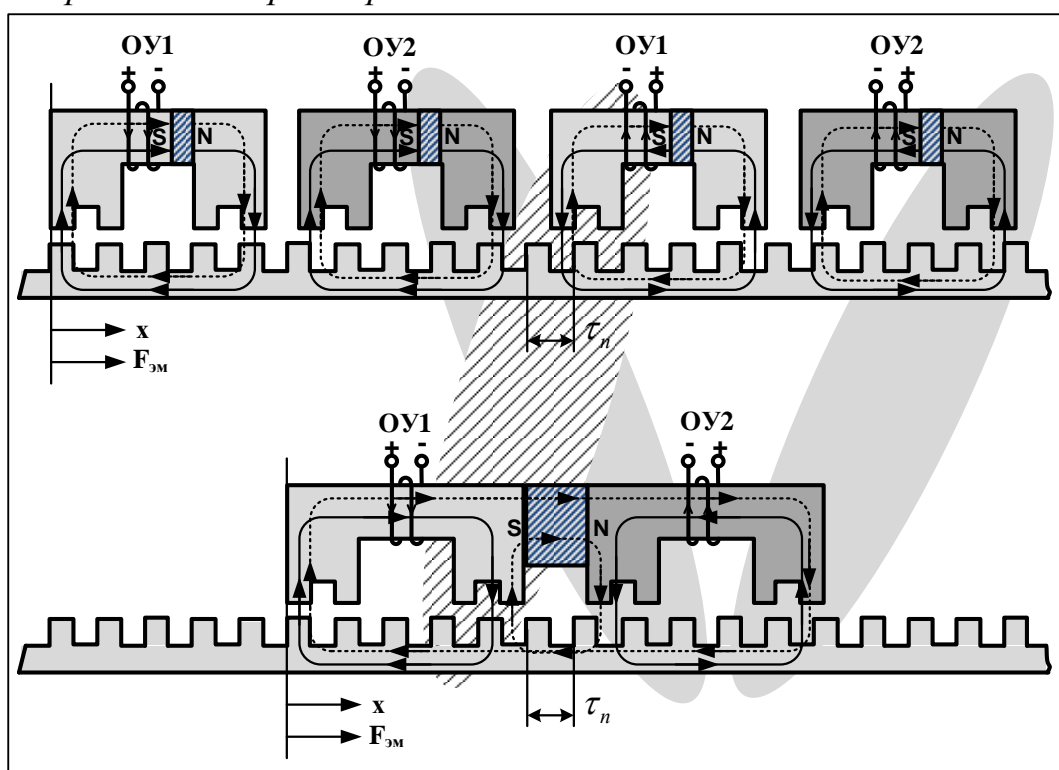


Рис. 18.5 Преобразование конструкции двухфазного линейного индукторного двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением

### Особенности конструкции

- 1) Обмотка статора двухфазная сосредоточенная, катушечная, допускающая биполярное управление, что оптимально для реализации инверторов тока на современной элементной базе силовой и управляющей электроники;
- 2) Магнит контура возбуждения один и располагается между двумя пакетами статора. Конструкция линейного двигателя похожа на конструкцию двухпакетного гибридного двигателя вращательного типа, в которой магнит контура возбуждения располагается между двумя пакетами статора или ротора (см. главу 2).

- 3) Зубцовые зоны кернов фаз, расположенных в одном пакете, сдвинуты друг относительно друга на  $\pi$  эл. град. Пакеты статора разных фаз (фаз 1 и 2) смещены друг относительно друга на  $\pi/2$  эл. град.
- 4) Фазные катушки могут располагаться как на спинке статора (рис. 18.5), так и вокруг кернов магнитопровода статора.
- 5) Двигатель в режиме ШД допускает все типы биполярной коммутации фаз: одиночную и парную симметричную, 8-тактную, несимметричную. Допускает работу в режиме электрического дробления шага и в режиме ВД. В последнем случае в него встраивается или пристраивается к нему датчик положения подвижного элемента.
- 6) Если подвижным элементом является якорь, то к нему обеспечивается гибкий подвод питания от силового преобразователя.
- 7) Стабилизация воздушного зазора между якорем и индуктором может быть выполнена: линейными направляющими скольжения или качения; линейными подшипниками; аэростатическими подшипниками.

#### **18.6. Использование схемы замещения магнитной цепи линейного индукторного двигателя для получения его упрощенной математической модели**

Часто конструкция исполнительного двигателя, особенно линейного, нетрадиционна и достаточно сложна, чтобы сразу получить его математическую модель и использовать ее в целях синтеза оптимальной структуры управления. В этом случае на помощь приходит анализ конструкции машины с помощью *схемы замещения магнитной цепи*. Он дает возможность определить все основные электромагнитные связи в машине, считая ее в первом приближении линейной в магнитном отношении, получить уравнение момента/усилия, выполнить анализ основных составляющих, наметить стратегию построения рациональной системы управления.

Основной недостаток метода – *не учитывается насыщение магнитной цепи*, которое на практике имеет место. Преимущество – *простота и наглядность*, возможность быстро предложить стратегию управления двигателем исходя из его конструктивных особенностей. Детали можно уточнить при дальнейшем проектировании привода.

Рассмотрим схему замещения линейного двигателя (рис. 18.5). Будем считать, что в двигателе используются аэростатические опоры, а подключение подвижного якоря к инвертору выполняется с помощью гибкого кабель-канала.

С точки зрения теории электромеханического преобразования энергии необходимо найти зависимости потокоцеплений всех обмоток машины, включая эквивалентную обмотку возбуждения, созданную постоянным магнитом, от всех токов и положения подвижного элемента (в данном случае – якоря). В первом приближении будем считать, что все ферромагнитные участки цепи имеют бесконечно большую проводимость, а главные магнитные сопротивления сосредоточены исключительно в воздушных зазорах под кернами статорной обмотки (рис. 18.6).

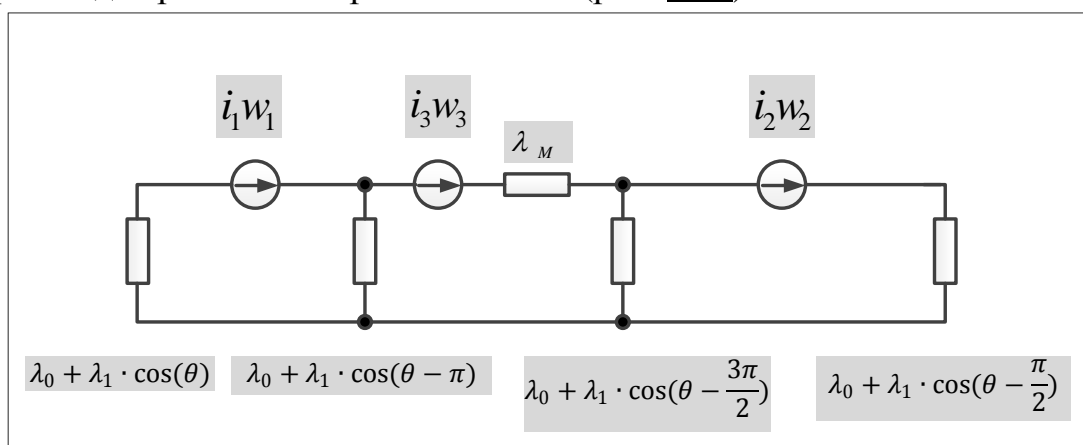


Рис. 18.6 Схема замещения магнитной цепи индукторного ЛШД/ВД

Проводимости воздушных зазоров под каждым керном статора имеют постоянную составляющую и переменную первую гармонику, высшими гармониками пренебрегаем. Фазовый сдвиг в выражениях проводимостей определяется фазовым сдвигом зубцов соответствующего керна статора относительно зубцов индуктора (рис. 18.5). Та же схема после упрощения выражений для проводимостей воздушных зазоров примет вид рис. 18.7.

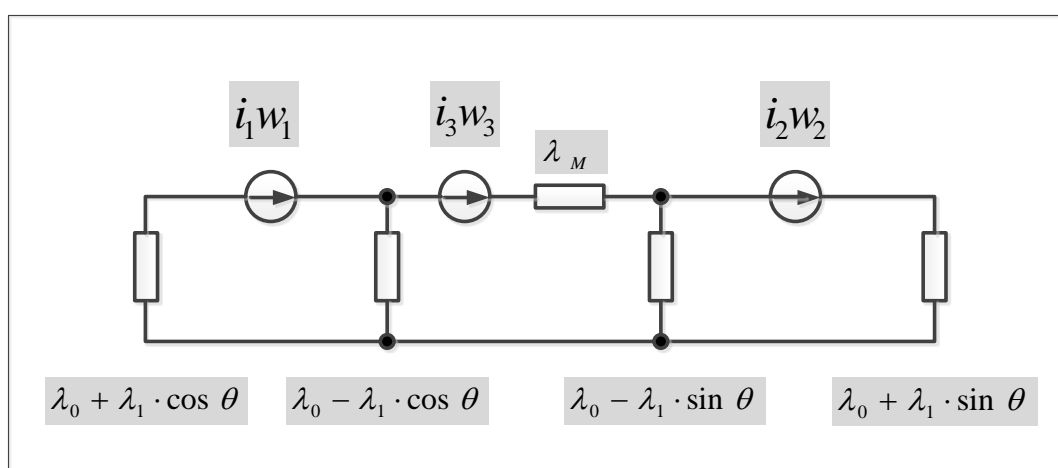


Рис. 18.7 Схема после упрощения выражений для проводимостей

Магнит имеет на два порядка меньшую проводимость по сравнению с проводимостью электротехнической стали. Его проводимость близка к проводимости воздушного зазора. Но ширина магнита может быть

существенно больше величины воздушного зазора, поэтому проводимость магнита также существенно меньше проводимости воздушных зазоров под кернами якоря  $\lambda_m \ll \lambda_0$ . Учтем это обстоятельство при расчете собственных индуктивностей фазных обмоток.

18.6.1. *Определение индуктивностей и взаимоиндуктивностей.  
Используем общую теорию расчета магнитных цепей*

*Собственная индуктивность эквивалентной обмотки возбуждения*

Выключим все источники намагничивающих сил, кроме НС эквивалентного контура возбуждения  $F_3 = i_3 w_3$ , и найдем потокосцепление, создаваемое этим контуром  $\psi_3$ . *Собственная индуктивность любой обмотки* – это отношение потокосцепления, созданного током обмотки, к величине тока в ней, то есть:

$$L_{33} = \frac{\psi_3}{i_3}. \quad (18.18)$$

Последовательность преобразований схемы замещения для выполнения расчета собственной индуктивности контура возбуждения  $L_{33}$  показана на рис. 18.8.

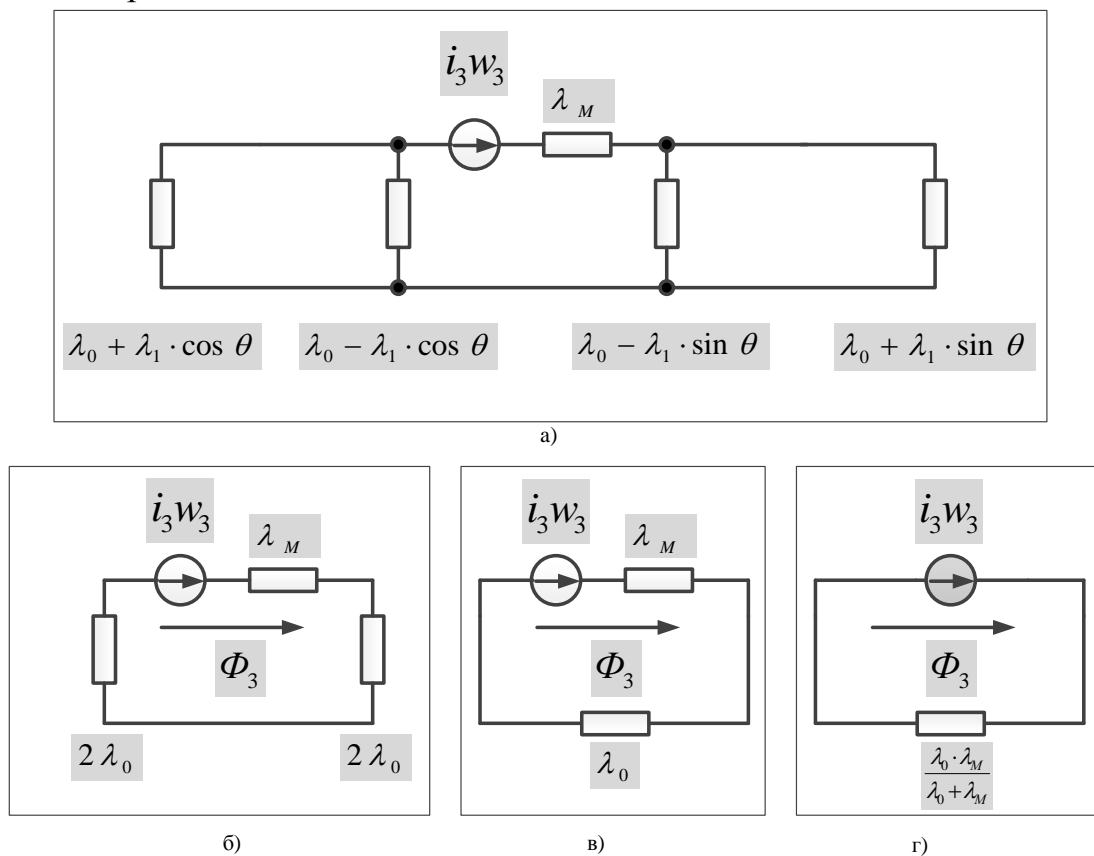


Рис. 18.8 К расчету собственной индуктивности эквивалентной обмотки возбуждения

При этом учтено, что проводимости двух параллельных ветвей магнитной цепи складываются. Таким образом:



$$\Lambda_{\Sigma}^B = \frac{\lambda_0 \cdot \lambda_M}{\lambda_0 + \lambda_M} \cong \frac{\lambda_0 \cdot \lambda_M}{\lambda_0} \cong \lambda_M = \text{const.} \quad (18.20)$$

Магнитный поток  $\Phi_3$ , создаваемый контуром возбуждения, равен намагничивающей силе, деленной на суммарное магнитное сопротивление контура возбуждения, или намагничивающей силе, умноженной на суммарную магнитную проводимость контура:

$$\Phi_3 = \frac{F_3}{R_{\Sigma}^B} = F_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B = i_3 w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B. \quad (18.18)$$

Как видим, магнитный поток, создаваемый контуром возбуждения, *не зависит от положения подвижного элемента* (якоря), что является *основным признаком индукторного двигателя*. Следовательно, собственная индуктивность эквивалентной обмотки возбуждения является константой:

$$L_{33} = \frac{\Psi_3}{i_3} = \frac{\Phi_3 \cdot w_3}{i_3} = w_3^2 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B = L_B. \quad (18.22)$$

Таким образом, в индукторных машинах суммарная проводимость контура возбуждения не зависит от положения подвижного элемента двигателя: поток возбуждения, оставаясь постоянным по величине, только перераспределяется между отдельными кернами статора.

#### Собственная индуктивность первой фазы

Включим НС первой фазы и выключим НС второй фазы и контура возбуждения. Учтем, что магнитная проводимость постоянного магнита пренебрежимо мала по сравнению с проводимостью воздушных зазоров под кернами. Это означает, что магнитная цепь в области постоянного магнита как бы разрывается (рис. 18.9).

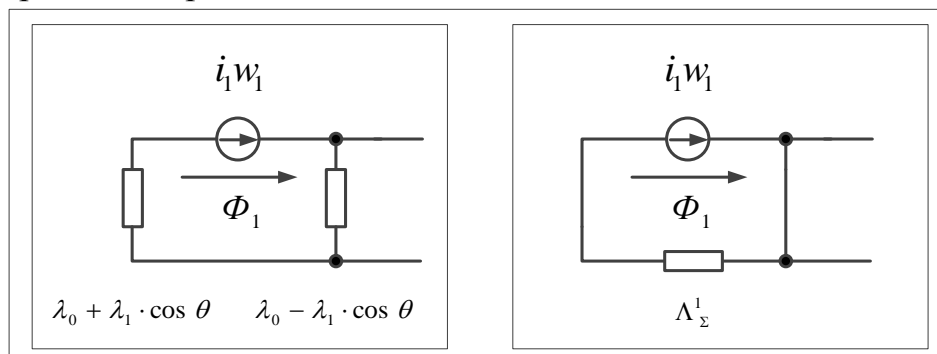


Рис. 18.9 Схема магнитной цепи для определения собственной индуктивности первой фазы

Суммарная проводимость магнитной цепи для собственного потокоцепления первой фазы:

$$\Lambda_{\Sigma}^1 = \frac{(\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos \theta) \cdot (\lambda_0 - \lambda_1 \cdot \cos \theta)}{2 \cdot \lambda_0} = \frac{\lambda_0^2 - \lambda_1^2 \cdot \cos^2 \theta}{2 \cdot \lambda_0} = \frac{1}{2} \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_1 \cdot \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_0}\right) \cdot \cos^2 \theta. \quad (18.23)$$

С учетом известного тригонометрического соотношения

$$\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos 2\theta}{2},$$

получим:

$$\Lambda_{\Sigma}^1 = \left[ \frac{1}{2} \lambda_0 - \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] - \left[ \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] \cdot \cos 2\theta. \quad (18.24)$$

В собственной проводимости магнитной цепи первой фазы появилась *вторая гармоника*. Это объясняется тем, что поток, создаваемый фазой, дважды пересекает воздушный зазор. Естественно, что эта же гармоника появится и в собственной индуктивности фазы:

$$L_{11} = \frac{\phi_1}{i_1} = \frac{\Phi_1 \cdot w_1}{i_1} = \frac{F_1 \cdot \Lambda_{\Sigma}^1 \cdot w_1}{i_1} = w_1^2 \cdot \Lambda_{\Sigma}^1 = L_{11}^0 - L_{11}^2 \cdot \cos 2\theta, \quad (18.25)$$

где постоянная составляющая индуктивности фазы  $L_{11}^0$  и ее вторая гармоника  $L_{11}^2$  зависят от соотношения переменной  $\lambda_1$  составляющей проводимости воздушного зазора и постоянной составляющей  $\lambda_0$ :

$$\begin{cases} L_{11}^0 = \left[ \frac{1}{2} \lambda_0 - \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] \cdot w_1^2; \\ L_{11}^2 = \left[ \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] \cdot w_1^2. \end{cases} \quad (18.26)$$

#### *Собственная индуктивность второй фазы*

Аналогичная схема замещения и аналогичные расчеты используются при определении собственной индуктивности второй фазы. Суммарная проводимость магнитной цепи для собственного потокосцепления второй фазы:

$$\Lambda_{\Sigma}^1 = \frac{(\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \sin \theta) \cdot (\lambda_0 - \lambda_1 \cdot \sin \theta)}{2 \cdot \lambda_0} = \frac{\lambda_0^2 - \lambda_1^2 \cdot \sin^2 \theta}{2 \cdot \lambda_0} = \frac{1}{2} \lambda_0 - \frac{1}{2} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \cdot \sin^2 \theta. \quad (18.27)$$

С учетом соотношения для квадрата синуса угла

$$\sin^2 \theta = \frac{1 - \cos 2\theta}{2},$$

получим:

$$\Lambda_{\Sigma}^2 = \left[ \frac{1}{2} \lambda_0 - \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] + \left[ \frac{1}{4} \lambda_1 \cdot \left( \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \right) \right] \cdot \cos 2\theta. \quad (18.28)$$

Индуктивность второй фазы также содержит постоянную составляющую и вторую гармонику:

$$L_{22} = w_1^2 \cdot \Lambda_{\Sigma}^2 = L_{22}^0 + L_{22}^2 \cdot \cos 2\theta, \quad (18.29)$$

Величины постоянной составляющей индуктивности и второй гармоники не отличаются от (18.26) при условии симметрии машины:

$$\begin{cases} L_{22}^0 = L_{11}^0 = L_{s0}; \\ L_{22}^2 = L_{11}^2 = L_{s2}. \end{cases} \quad (18.30)$$

*Взаимоиндуктивности фаз статора с обмоткой эквивалентного контура возбуждения*

Коэффициент взаимной индукции третьей обмотки (возбуждения) с первой может быть найден путем включения НС обмотки возбуждения и нахождения потокосцепления, создаваемого ею в первой фазе, к току третьей фазы:

$$L_{31} = \frac{\Psi_1}{i_3}. \quad (18.31)$$

Ранее мы выяснили, что поток возбуждения не зависит от положения подвижного элемента машины:

$$\Phi_3 = i_3 w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B = \text{const}. \quad (18.32)$$

Следовательно, достаточно найти составляющую магнитного потока, сцепленного с обмоткой первой фазы. Эквивалентная схема замещения магнитной цепи представлена на рис. 18.10.

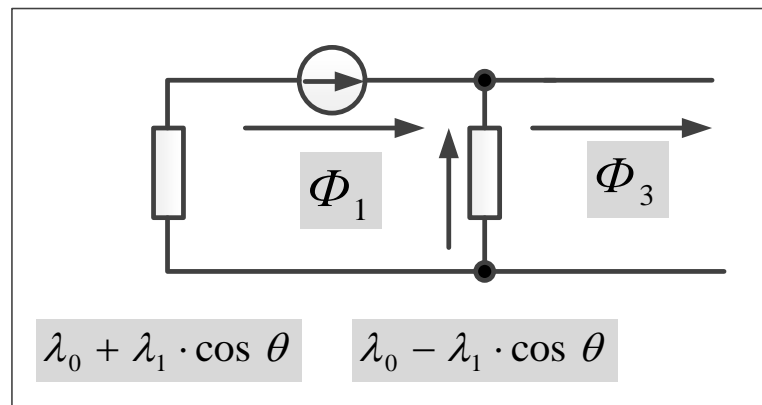


Рис. 18.10 Схема замещения магнитной цепи для расчета взаимной индуктивности контура возбуждения с первой фазой

Неизменный поток  $\Phi_3$  при перемещении подвижного элемента машины перераспределяется между двумя параллельно включенными сопротивлениями. Из теории электрических цепей известно правило нахождения тока в параллельной ветви по общему току и проводимостям ветвей: ток в ветви прямо пропорционален общему току, проводимости своей ветви и обратно пропорционален сумме проводимостей параллельных ветвей:

$$\Phi_1 = \Phi_3 \cdot \frac{\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos \theta}{2\lambda_0} = i_3 w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B \cdot \frac{\lambda_0 + \lambda_1 \cdot \cos \theta}{2\lambda_0}. \quad (18.33)$$

При этом коэффициент взаимной индукции третьей и первой фазы будет равен:

$$L_{31} = \frac{\Psi_1}{i_3} = \frac{\Phi_1 \cdot w_1}{i_3} = \frac{1}{2} \cdot w_1 \cdot w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B \cdot \left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \cos \theta\right) = L_{13}^0 + L_{13}^1 \cdot \cos \theta. \quad (18.34)$$

Таким образом, коэффициент взаимоиндукции эквивалентной обмотки возбуждения с первой фазой имеет постоянную составляющую  $L_{13}^0$  и первую гармонику  $L_{13}^1$ :

$$\begin{cases} L_{13}^0 = \frac{1}{2} \cdot w_1 \cdot w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B; \\ L_{13}^1 = \frac{1}{2} \cdot w_1 \cdot w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B \frac{\lambda_1}{\lambda_0}. \end{cases} \quad (18.35)$$

Аналогичная схема замещения и похожие расчеты позволяют найти коэффициент взаимоиндукции эквивалентной обмотки возбуждения со второй фазой двигателя:

$$L_{32} = \frac{1}{2} \cdot w_2 \cdot w_3 \cdot \Lambda_{\Sigma}^B \cdot \left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_0} \sin\theta\right) = L_{23}^0 + L_{23}^1 \cdot \sin\theta. \quad (18.36)$$

Естественно, что при равенстве чисел витков фаз 1 и 2 коэффициенты взаимоиндукции будут одинаковыми для обеих фаз:

$$\begin{cases} L_{13}^0 = L_{23}^0 = L_{\text{СВ } 0}; \\ L_{13}^1 = L_{23}^1 = L_{\text{СВ } 1}. \end{cases} \quad (18.37)$$

#### *Взаимоиндуктивности фаз статора*

С высокой степенью достоверности можно считать, что обмотки статора не взаимодействуют друг с другом из-за малой проводимости участка магнитной цепи с постоянным магнитом.

Поэтому  $L_{12} = L_{21} = 0$ .

#### *18.6.2. Сводка коэффициентов само- и взаимоиндукции для линейного индукторного двигателя*

$$\begin{cases} L_{11}(\theta) = L_{s0} - L_{s2} \cos 2\theta; \\ L_{22}(\theta) = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta; \\ L_{33}(\theta) = L_B = \text{const}; \\ L_{12}(\theta) = L_{21}(\theta) = 0; \\ L_{13}(\theta) = L_{31}(\theta) = L_{\text{СВ } 0} + L_{\text{СВ } 1} \cdot \cos\theta; \\ L_{23}(\theta) = L_{32}(\theta) = L_{\text{СВ } 0} + L_{\text{СВ } 1} \cdot \sin\theta. \end{cases} \quad (18.38)$$

Как видите, эти соотношения несколько отличаются от аналогичных для синхронной машины с постоянными магнитами на роторе: собственные индуктивности фаз содержат вторую гармонику, а взаимоиндуктивности фаз с обмоткой возбуждения – постоянную составляющую. Первое отличие довольно существенно – к основному усилию, имеющему активную природу, добавляется реактивная составляющая усилия.

Отличие во взаимоиндуктивностях (18.34) и (18.36) только в наличии постоянной составляющей, которая, как показано в главе 1, не приводит к созданию дополнительного момента/усилия. Следовательно, с точки зрения образования момента, линейный двигатель индукторного типа с магнитоэлектрическим возбуждением подобен обычному синхронному двигателю с постоянными магнитами и дополнительным реактивным усилием.

### 18.7. Электромагнитное усилие индукторного линейного электродвигателя

Напомним технологию получения усилия для любого двигателя. исходя из теории электромеханического преобразования энергии (глава 1).

Уравнения статических характеристик линейного индукторного двигателя как ЭМП с учетом (18.38):

$$\begin{cases} \Psi_1 = L_{11}(\theta) \cdot i_1 + L_{13}(\theta) \cdot i_3; \\ \Psi_2 = L_{22}(\theta) \cdot i_2 + L_{23}(\theta) \cdot i_3; \\ \Psi_3 = L_{31}(\theta) \cdot i_1 + L_{32}(\theta) \cdot i_2 + L_{33}(\theta) \cdot i_3. \end{cases} \quad (18.39)$$

Рассчитаем суммарный запас ко-энергии в системе, выбрав один из самых простых путей интегрирования, изображенный на рис. 18.11.

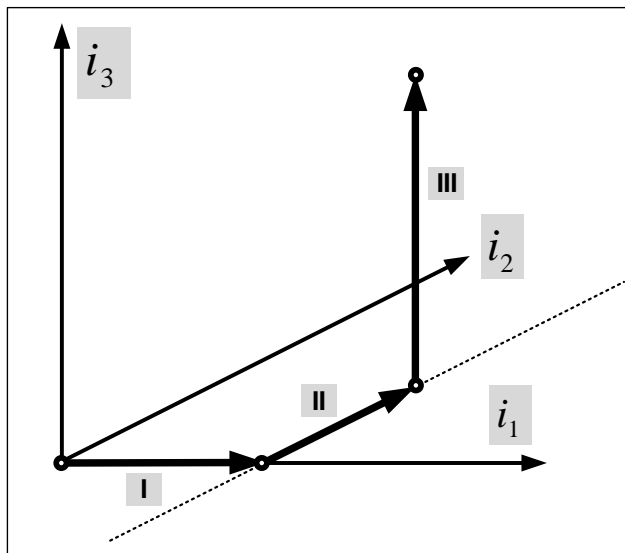


Рис. 18.11 Путь интегрирования для определения запаса ко-энергии в системе

$$\begin{aligned} W_{co} &= \oint_0^{i_1, i_2, i_3} \Psi_1 di_1 + \Psi_2 di_2 + \Psi_3 di_3 = \\ &= \frac{1}{2} L_{11}(\theta) i_1^2 + \frac{1}{2} L_{22}(\theta) i_2^2 + \frac{1}{2} L_{33}(\theta) i_3^2 + L_{31}(\theta) \cdot i_1 \cdot i_3 + L_{32}(\theta) \cdot i_2 \cdot i_3. \end{aligned} \quad (18.40)$$

Определим электромагнитное усилие как частную производную от энергии системы по механическому перемещению  $x$ :

$$F_{\text{ЭМ}} = + \frac{\partial W_{\text{св}}(i_1, i_2, i_3, x)}{\partial x} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \cdot \frac{\partial W_{\text{св}}(i_1, i_2, i_3, \theta)}{\partial \theta} =$$

$$F_{\text{ЭМ}} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \left\{ \frac{1}{2} i_1^2 \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{\text{S}0} - L_{\text{S}2} \cos 2\theta] + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{\text{S}0} + L_{\text{S}2} \cos 2\theta] + \right.$$

$$\left. + i_1 \cdot i_3 \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{\text{SB}0} + L_{\text{SB}1} \cdot \cos \theta] + i_2 \cdot i_3 \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{\text{SB}0} + L_{\text{SB}1} \cdot \sin \theta] \right\}. \quad (18.41)$$

После очевидных преобразований получим две составляющие электромагнитного усилия – реактивное усилие и активное усилие:

$$F_{\text{ЭМ}} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \{ L_{\text{S}2} i_1^2 \sin 2\theta - L_{\text{S}2} i_2^2 \sin 2\theta +$$

$$+ L_{\text{SB}1} i_1 i_3 (-\sin \theta) + L_{\text{SB}1} i_2 i_3 (\cos \theta) \}. \quad (18.42)$$

*Реактивное усилие*

$$F_{\text{ЭМ реак}} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) L_{\text{S}2} \sin 2\theta \{ i_1^2 - i_2^2 \} \quad (18.43)$$

возникает из-за зависимости собственной индуктивности фаз машины от электрического положения якоря относительно индуктора.

*Активное усилие*

$$F_{\text{ЭМ акт}} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) (L_{\text{SB}1} i_3) \{ i_1 (-\sin \theta) + i_2 (\cos \theta) \}. \quad (18.44)$$

подтверждает характер развиваемого индукторной машиной усилия, – его *основная составляющая*, которая образуется при взаимодействии потока возбуждения, созданного контуром возбуждения на статоре  $L_{\text{SB}1} i_3$ , с токами статора. Это усилие полностью аналогично усилию, развиваемому магнитоэлектрической синхронной машиной.

## 18.8. Усилие линейного индукторного двигателя при управлении вектором тока статора

В разомкнутых и замкнутых структурах управления ЛШД/ВД от инверторов тока (микрошаговое, векторное управление) фазные токи меняются по закону:

$$\begin{cases} i_{\alpha}(t) = i_1(t) = I_m(t) \cdot \cos \gamma(t); \\ i_{\beta}(t) = i_2(t) = I_m(t) \cdot \sin \gamma(t). \end{cases} \quad (18.45)$$

Выразим составляющие усилия двигателя через амплитудное и фазовое управляющие воздействия:

$$\begin{aligned} F_{\text{эм реак}} &= \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) L_{s2} \sin 2\theta \{i_1^2 - i_2^2\} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) L_{s2} I_m^2 \sin 2\theta \{\cos^2 \gamma - \sin^2 \gamma\} = \\ &= \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) L_{s2} I_m^2 \cdot \cos 2\gamma \cdot \sin 2\theta = F_{\text{эм реак}}^{\text{max}} \cdot (I_m^*)^2 \cdot \cos 2\gamma \cdot \sin 2\theta. \end{aligned} \quad (18.46)$$

$$\begin{aligned} F_{\text{эм акт}} &= \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \llbracket (L) \rrbracket_{\text{св } 1} i_3 \{i_1(-\sin \theta) + i_2(\cos \theta)\} = \\ &= \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \llbracket (L) \rrbracket_{\text{св } 1} I_m \sin(\gamma - \theta) = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \Psi_{\text{св } 1} I_m \sin(\gamma - \theta) = F_{\text{эм акт}}^{\text{макс}} \cdot I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta). \end{aligned} \quad (18.47)$$

Реактивное усилие зависит от квадрата амплитуды тока статора, а активное – от амплитуды тока в первой степени. Примем за базовое максимальное значение активного усилия при номинальной амплитуде вектора тока статора

$$F_{\text{эм баз}} = \left(\frac{2\pi}{\tau_{\text{п}}}\right) \Psi_{\text{св } 1} I_{m \text{ ном}} = F_{\text{эм акт ном}}^{\text{max}} \quad (18.48)$$

Разделим обе части уравнений (18.46) и (18.47) на базовое значение (18.48) и получим относительные значения активной и реактивной составляющих усилия индукторного ЛШД:

$$\begin{cases} F_{\text{эм акт}}^* = I_m^* \cdot \sin(\gamma - \theta); \\ F_{\text{эм реак}}^* = F_{\text{эм реак max}}^* \cdot (I_m^*)^2 \cdot \cos 2\gamma \cdot \sin 2\theta; \\ F_{\text{эм } \Sigma}^* = F_{\text{эм акт}}^* + F_{\text{эм реак}}^*. \end{cases} \quad (18.49)$$

Здесь коэффициент  $F_{\text{эм реак max}}^* = \frac{L_{s2} \cdot I_{m \text{ ном}}}{\Psi_{\text{св } 1}}$  представляет собой относительное значение амплитуды реактивного усилия по отношению амплитуде активного усилия при номинальной амплитуде вектора тока статора.

## 18.9. Анализ составляющих электромагнитного усилия. Рекомендации по управлению двигателем

Первый вопрос, который возникает при анализе составляющих электромагнитного усилия, насколько значительна составляющая реактивного усилия по сравнению с составляющей активного усилия. Может быть реактивным усилием можно просто пренебречь? Если для конкретной модели ШД получены соотношения между постоянной составляющей проводимости  $\lambda_0$  и переменной  $\lambda_1$ , то максимально возможные значения активного и реактивного усилия легко рассчитываются. На практике максимальное значение реактивного усилия не превышает нескольких процентов  $\leq 10\%$  от максимального значения активного усилия при номинальном токе. Следовательно, его необходимо учитывать при выборе структуры системы управления, особенно в прецизионных системах.

Обратите внимание, что при обычной парной коммутации фаз линейного ШД, фазовое управляющее воздействие  $\gamma$  принимает фиксированные значения

$$\frac{\pi}{4}, \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right), \left(\pi + \frac{\pi}{4}\right) \text{ и т. д.,}$$

при которых реактивное усилие полностью отсутствует. Именно поэтому для индукторных линейных двигателей рекомендуется в качестве базового типа коммутации – *парная разнополярная коммутация*.

При всех других способах управления реактивное усилие присутствует. Его амплитуда меняется в каждом новом электрическом состоянии. Оно как бы пульсирует по амплитуде, каждый раз по-разному искажая характеристику основного активного усилия. Именно поэтому может потребоваться калибровка электрических состояний машины, позволяющая устранить или уменьшить влияние реактивного усилия.

Графическая иллюстрация изменения активной и реактивной составляющих статического синхронизирующего усилия при изменении фазового управляющего воздействия  $\gamma$  представлена на рис. 18.12. Принято, что амплитуда вектора тока статора постоянна  $I_m^* = 1$ , меняется только его фаза. Относительное значение реактивного усилия по отношению к активному  $+ F_{\text{эм реак макс}}^*$  при номинальной амплитуде вектора тока преднамеренно выбрано большим 0,1.



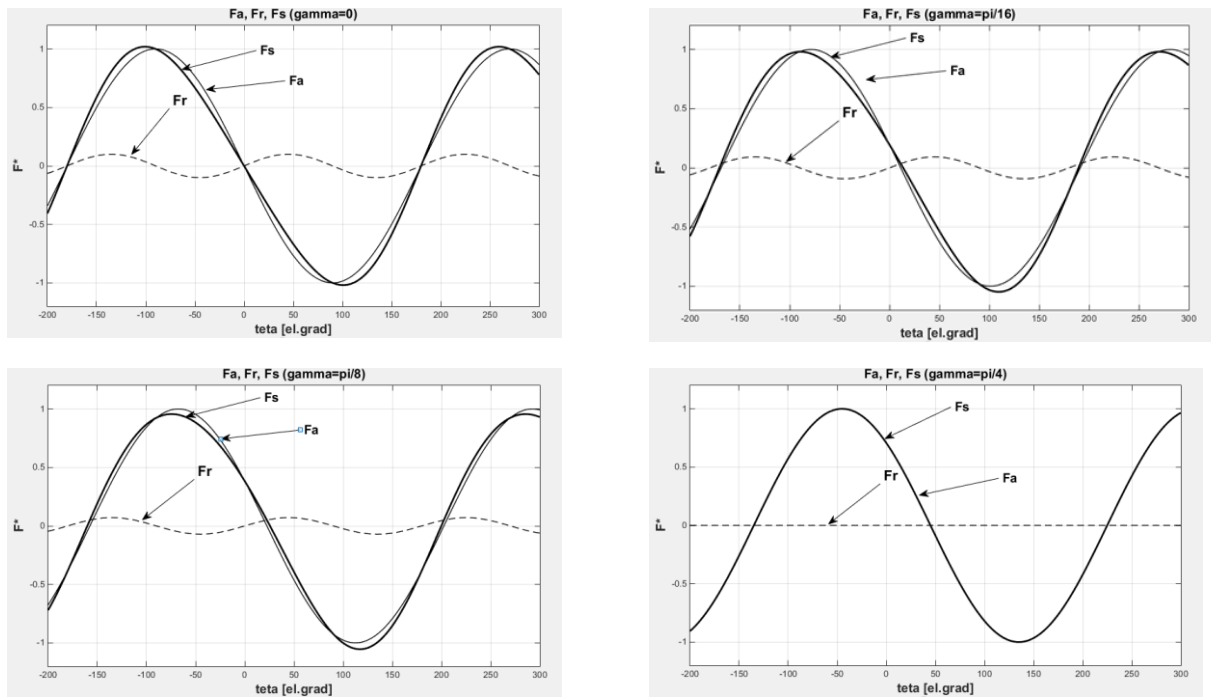


Рис. 18.12 Уменьшение реактивного усилия при перемещении якоря в положение, соответствующее парной коммутации фаз

## Выводы

1. Для индукторных линейных двухфазных двигателей в разомкнутых структурах управления рекомендуется парная биполярная коммутация.
2. Этот же тип коммутации рекомендуется для ЛВД в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока БДПТ.
3. При использовании электрического дробления шага, а также для вентильных двигателей переменного тока (ВЛАС) желательно использовать калибровку электрических состояний.

## 18.10. Примеры линейных индукторных электродвигателей

Отличительная особенность индукторных двигателей – возможность работы с малым полюсным делением за счет использования пассивной «ферромагнитной дороги» с нарезкой зубцов в направлении, перпендикулярном направлению движения. При этом за счет воздушной подушки, создаваемой под движущимся якорем, создается минимальный воздушный зазор, обеспечивающий достаточно высокие тяговые усилия.

### 18.10.1. Модификации конструкции индукторного линейного двигателя

Уже рассмотренная в этой главе конструкция линейного индукторного двигателя часто подвергается модернизации серийными

производителями для улучшения потребительских свойств (рис. 18.13).  
Изменение конструкции не касается принципа работы машины.

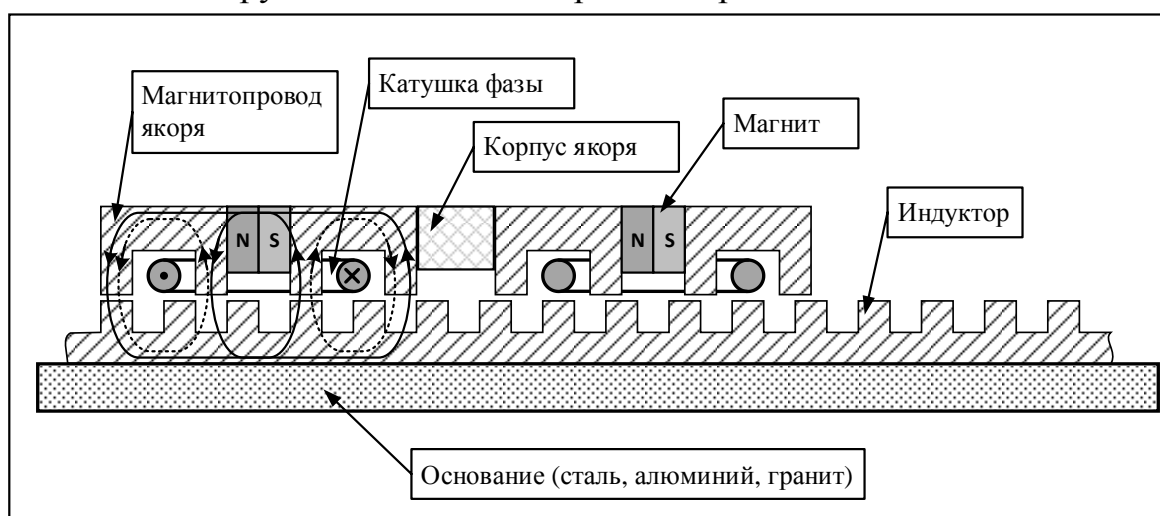


Рис. 18.13 Возможная конструкция линейного индукторного двигателя

1. Часть двигателя, несущая обмотки управления, называется *якорем* (forcer), а неподвижная часть – *индуктором* (inductor), «ферро-магнитной дорогой». Это два независимых компонента поставки ЛШД/ВД.
2. Магнитопровод якоря состоит из нескольких одинаковых *пакетов*, собранных из шихтованного железа электротехнической стали, между которыми располагаются полосовые постоянные магниты контура возбуждения.
3. В пазах магнитопровода якоря размещаются *сосредоточенные катушечные обмотки фаз*, причем каждая из двух «длинных» сторон фазной катушки полностью занимает окно (паз) в соответствующем пакете «железа».
4. «Плоское» размещение фазных катушек в отличие от их размещения на спинке магнитопроводов, существенно уменьшает вертикальный габарит якоря – его толщину, высвобождая место для размещения рабочей поверхности двигателя, используемой для сопряжения с нагрузкой (инструментами, полетами для крепления деталей).
5. На каждую из двух фаз приходится одна сосредоточенная катушка, размещенная в пазах двух соседних пакетов «железа» якоря, и один постоянный магнит, расположенный между пакетами. Эта конструкция может рассматриваться как отдельный *однофазный элементарный двигатель-электромагнит с магнитоэлектрическим возбуждением*.
6. Число таких элементарных двигателей должно быть кратно числу фаз, обычно двум или трем.
7. Все элементарные машины (их якоря) размещаются в одном общем корпусе, обычно жестком алюминиевом, через который к якорю

выполняется *гибкая подводка*, как питания, так и магистрали сжатого воздуха для создания воздушной подушки.

8. Со стороны воздушного зазора в корпусе якоря расположены сопла для подачи сжатого воздуха, создающего аэростатическую подвеску якоря над индуктором.
9. Пазы в «железе» якоря и индуктора заполнены компаундом. Поверхности якоря и индуктора шлифуются для получения высокой плоскостности.
10. *Индуктор* – плита из магнитомягкой стали, на поверхности которой выполнена нарезка зубцов (обычно многозаходными фрезами).
11. Для повышения точности двигателя в прецизионных системах воспроизведения движений основание индуктора выполняется *термостабилизированным*, например, из материалов, имеющих малый коэффициент теплового расширения.
12. Если высокая точность не требуется, то основание индуктора может быть выполнено из алюминия, что позволяет создавать «легкие» многокоординатные системы.

#### 18.10.2. Типы конструкций линейных индукторных двигателей

Однокоординатные линейные индукторные двигатели могут быть трех типов:

1. *Плоскостные*, якори которых имеют форму прямоугольника и перемещаются по индуктору (рис. 18.14) с нарезанными на его поверхности зубцами по воздушной подушке. Основной недостаток – необходимость механических направляющих для предотвращения возможных разворотов якоря для защиты от внешних поворотных возмущений, которые могут вывести двигатель из синхронизма.

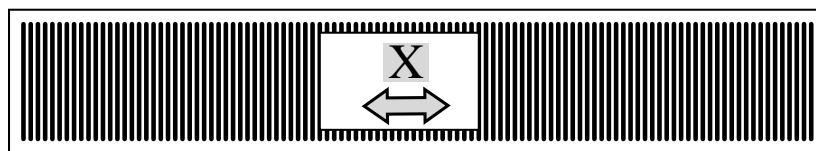


Рис. 18.14 Одна ось на базе линейного индукторного плоского двигателя

2. *Уголковые*, якори которых соединены друг с другом в жесткую конструкцию и перемещаются по двум индукторам, также расположенным друг относительно друга под 90 град. Оба якоря перемещаются на воздушной подушке, и за счет ее жесткости любые поворотные возмущающие воздействия полностью компенсируются – дополнительная электронная компенсация или специальные направляющие не требуются (рис. 18.15, а).

3. Двигатели с «П-образным» якорем, перемещающимся по прямоугольному или квадратному индуктору с зубцами, нарезанными на трех сторонах индуктора. В этом случае за счет тройной воздушной подушки также обеспечивается точная ориентация нарезки зубцов статора относительно нарезки зубцов ротора (рис. 18.15, б).
4. Возможна параллельная синхронная или асинхронная работа на одном индукторе сразу нескольких линейных двигателей, если это требуется по технологии (рис. 18.15, в).

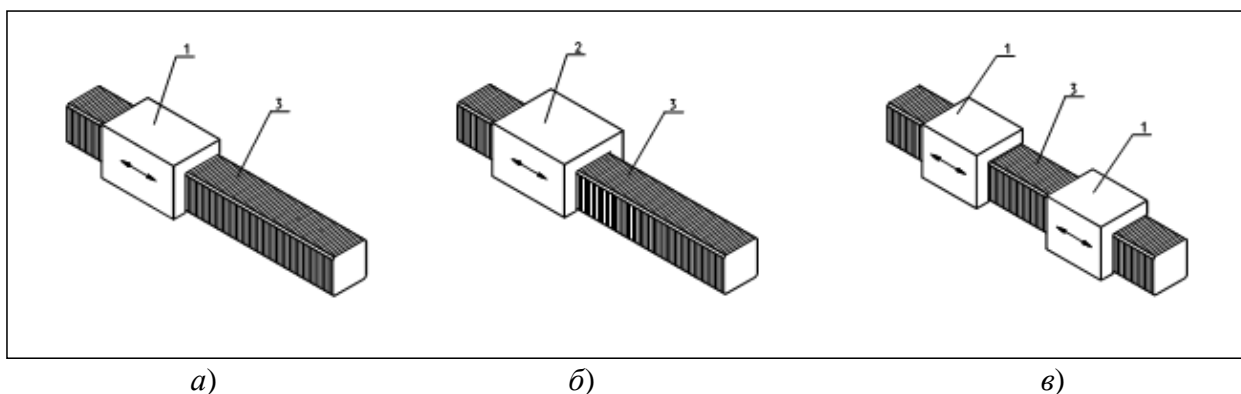


Рис. 18.15 Варианты конструкций однокоординатных линейных индукторных двигателей: а – углового типа; б – «U»-образного типа; в – два якоря на одном индукторе

Многокоординатные системы движения на базе однокоординатных линейных двигателей могут строиться так:

- Вторая координата  $Y$  устанавливается на первую  $X$  (по принципу: индуктор следующей координаты на якорь предыдущей) и обеспечивает перемещение рабочего органа по двум взаимно перпендикулярным направлениям: «крестовая» двухкоординатная конструкция  $XY$ ;
- Индуктор второй координаты  $Y$  устанавливается на якорь двух разнесенных в пространстве якорей первой координаты  $X$ , образуя так называемую «портальную» конструкцию  $XY$  (рис. 18.16).
- Если на якорь координаты  $Y$  установить индуктор следующей координаты  $Z$ , то получим уже трехкоординатный привод  $XYZ$ , в котором рабочий инструмент может перемещаться вертикально по координате  $Z$  и горизонтально по двум координатам  $XY$  – портальную конструкцию. При этом вся площадь внутри портала может использоваться для размещения обрабатываемой детали, а инструмент – перемещаться по координатам  $XYZ$ .

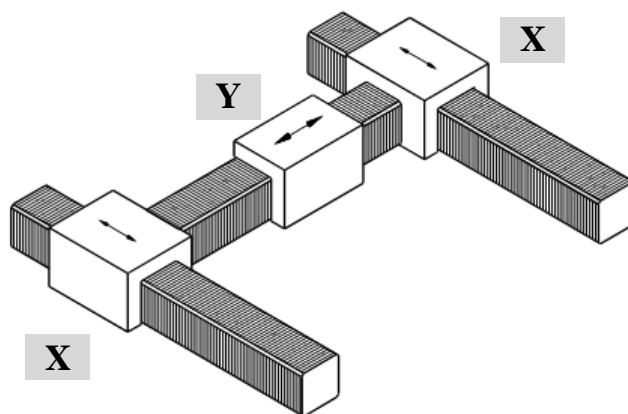


Рис. 18.16 Портальная конструкция с перемещениями в плоскости XY

Портальные конструкции получили широкое распространение в промышленности: лазерная резка металла, маркировка, гравировка любых изделий и другие применения, вплоть до автоматизированного раскроя тканей.

Еще раз отметим, что ход по каждой координате определяется только длиной индуктора, и на каждом индукторе может размещаться несколько якорей, работающих параллельно.

Конструктивно каждая ось привода должна быть оформлена в виде «комплектного изделия – позиционера», имеющего ряд дополнительных устройств: датчики конечных положений оси; ограничители хода якоря в аварийных ситуациях (специальные упоры); пристроенный точный датчик положения (например, оптическая линейка) для контроля выпадения ШД из синхронизма и/или реализации режима ВД; кабельного раскладчика, обеспечивающего гибкий подвод к якорю электрического кабеля для подключения к силовому преобразователю, а также шланга подачи воздуха для аэростатической подвески якоря.

Серийные однокоординатные модули отличаются:

- 1) величиной полюсного деления (расстоянием «зуб-паз» по индуктору);
- 2) наличием встроенного датчика положения на элементах Холла;
- 3) длиной/шириной/толщиной ( $L, W, H$ ) якоря.

### 18.10.3. Планарные двигатели

Идея создания *двухкоординатного планарного двигателя*, перемещающегося одновременно по двум направлениям в плоскости, проста: индуктор в виде ферромагнитной плиты должен содержать зубцовую нарезку в двух взаимно перпендикулярных направлениях (быть внешне похожим на «шахматную доску»), а якорь – состоять из двух якорей  $X, Y$  в едином корпусе, каждый из которых будет создавать независимое тяговое усилие в

направлении собственной оси. Конечно, тяговое усилие будет меньше по сравнению с линейным двигателем. Более того, вдвое увеличится масса двухкоординатного якоря. Но, подкупает очевидное преимущество: возможность одновременного движения сразу по двум осям, причем достаточно точного и без использования каких-либо датчиков положения (имеется ввиду режим ШД).

Внешний вид комплектного планарного электропривода фирмы «Рухсервомотор» показан на рис. 18.17. На одном индукторе могут размещаться даже несколько якорей, управляемых независимо друг от друга. К каждому якорю с помощью специального гибкого раскладчика подводится как кабель управления от силового преобразователя, так и сжатый воздух для создания воздушной подушки.

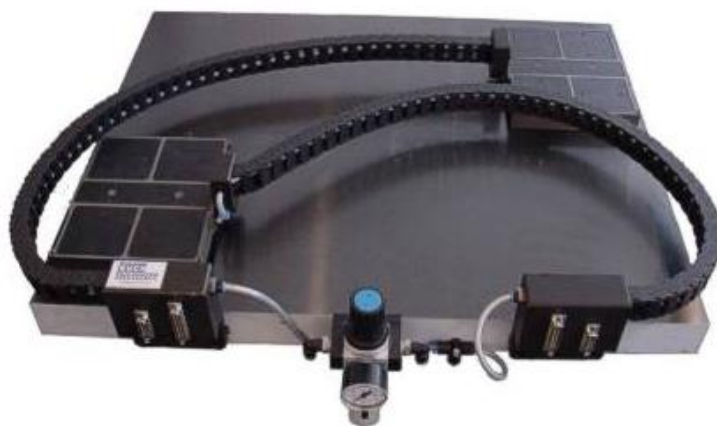


Рис. 18.17 Два планарных якоря на одном индукторе (фирма «Рухсервомотор»)

Планарный сервопривод на базе двухкоординатных индукторных ШД работает на аэростатических подшипниках, с воздушным зазором между якорем и индуктором величиной всего 10...14 мкм. За счет системы автоматического поддержания давления воздуха, поступающего в якорь по гибкой магистрали на уровне  $0,3 \pm 0,04$  МПа, обеспечивается жесткость воздушной подушки и возможность бесконтактного перемещения якоря относительно индуктора без трения. Это гарантирует отсутствие механического износа, высокую надежность и повторяемость при отработке любого заданного положения якоря.

При включении питания обе оси  $X$ ,  $Y$  двигателя автоматически ориентируются вдоль направления нарезки зубцов индуктора.

Впервые планарные двигатели были запатентованы американским инженером Брюсом Сойером (Bruce Sawyer) в 1869 году. Сегодня такие двигатели выпускаются многими фирмами. Можно сказать, что их конструкция стала классической. Вариант индуктора и якоря фирмы «Рухсервомотор» показан на рис. 18.18.

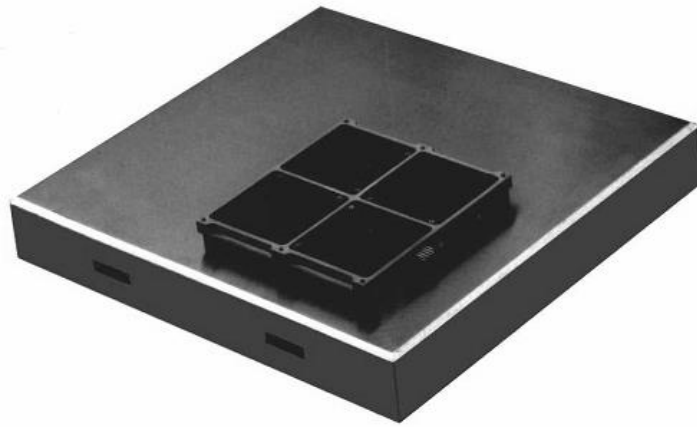


Рис. 18.18 Якорь перевернут и просто положен на индуктор

Индуктор содержит двойную нарезку зубцов (рис. 18.19).

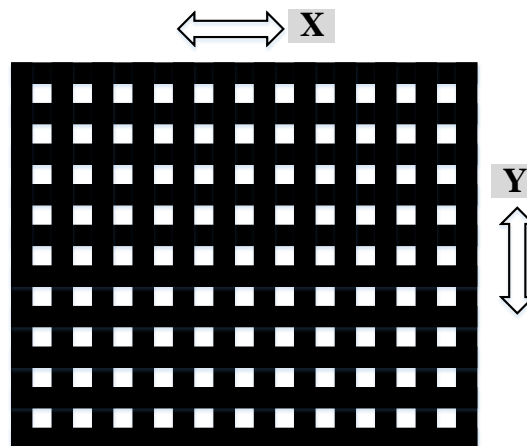


Рис. 18.19 Стол-индуктор с зубцами, нарезанными в двух взаимно перпендикулярных направлениях (пазы – темные)

Якорь планарного  $XU$ -двигателя составной: обычно состоит из двух одинаковых половинок двигателей  $X$  и  $U$ , симметрично расположенных относительно центра якоря (рис. 18.20, а). Это делается для автоматической компенсации возможных разворотных усилий, приложенных к якорю вокруг вертикальной оси  $\varphi$ , проходящей перпендикулярно рисунку через центр якоря. Если этого не сделать, то возможно изменение соосности зубцов якоря и индуктора, приводящее к падению тяговых усилий по координатам  $X$ ,  $U$ . Вместо разделения двигателей двух осей достаточно разделить двигатель только одной осью, например,  $U$  (рис. 18.20, б), что применяется чаще. Этого будет достаточно для компенсации разворотных возмущений, особенно если в систему управления этой осью добавить отдельный алгоритм компенсации возможных «уходов» двигателя по оси  $\varphi$ .

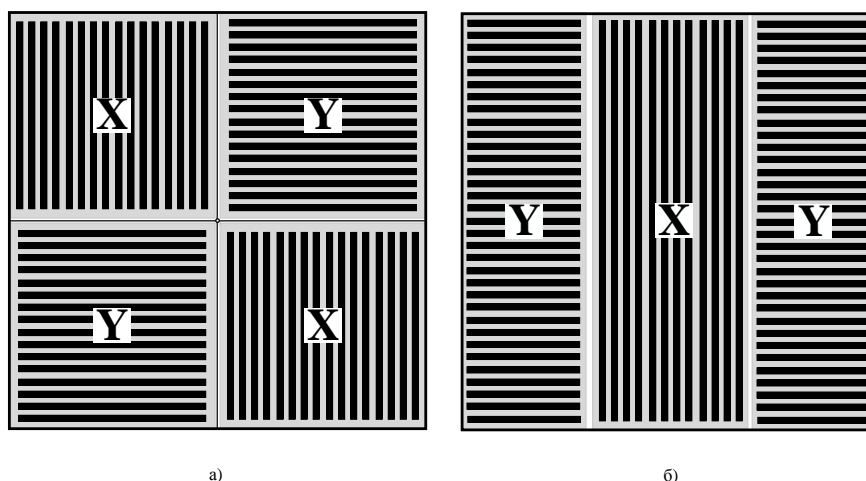


Рис. 18.20 Разделение двигателей по осям X и/или Y на две части для создания синхронизирующего момента, предотвращающего развороты

Якори планарных двигателей собираются из однотипных модулей, меняя число которых, можно поставлять двигатели с разными значениями тяговых усилий. Модули размещаются в нишах корпуса якоря, обычно выполненного из алюминия.

Планарные двигатели могут работать в разомкнутых структурах управления, однако для гарантированного исключения сбоев (выпадения двигателя из синхронизма) используются встроенные датчики положения осей на элементах Холла, которые контролируют положение якоря относительно полюсного деления индуктора (расстояния зуб-паз индуктора). В этом смысле система управления может рассматриваться как замкнутая по положению.

### **Отличительные особенности планарного электропривода:**

1. Независимое управление осями X, Y. Возможность позиционного и контурного управления в плоскости;
2. Надежность и долговечность за счет бесконтактного перемещения якоря по индуктору при использовании аэроэстатических (воздушных) подшипников;
3. Повторяемость отработки любой заданной позиции;
4. Возможность одновременной работы нескольких XY-двигателей на одном общем столе-индукторе.

### **Возможные области применения**

- Сборочные операции в микроэлектронике;
- Точечная сварка;
- Измерительное и тестовое оборудование;
- Поверхностный монтаж микросхем;
- Лазерная резка, маркировка, гравировка;



## Основные технические параметры планарных двигателей

- Полносное деление (зуб-паз) **0,64 mm; 1,0 mm;**
- Число фаз: **2 или 3;**
- Конструктивный шаг для двухфазного ШД при биполярной коммутации **160 мкм;**
- Дробный шаг при коэффициенте дробления 16 ... **10 мкм**, а при коэффициенте дробления 160 – **1 мкм.**
- Повторяемость любой позиции: **1 мкм;**
- Точность позиционирования: **±10 мкм;**
- Номинальный фазный ток: **3±0,3 А;**
- Максимальная линейная скорость: **1,5 м/с;**
- Максимальное линейное ускорение: **30 м/с<sup>2</sup>;**
- Воздушная подушка (воздушный зазор): **10 ... 14 мкм;**
- Диапазон рабочих температур окружающей среды: **20 ±10° С;**
- Подводимое давление воздуха: **0,3±0,04 МПа;**
- Максимальный размер стола-индуктора: **1x1,5 м.**

Серия планарных двигателей фирмы «Рухсервомотор» состоит из нескольких якорей и индукторов, предназначенных для совместной работы (шаг нарезки зубцов якоря и индуктора совпадает). Якори имеют параметры в диапазоне:

- Максимальные тяговые усилия по обеим осям (от 290 до 1500 Н);
- Номинальные тяговые усилия по обеим осям (от 70 до 350 Н);
- Силы притяжения якоря к индуктору – на уровне максимальных тяговых усилий;
- Момент компенсации внешних разворотных усилий (от 3,2 до 56,4 Н·м);
- Усилие фиксации обесточенного якоря (от 3 до 30 Н);
- Электромагнитная постоянная времени фазы (от 2 до 2,4 мс);
- Габаритные размеры якорей LxВxН (от 146x154x23 до 380x360x48);
- Массы якорей (от 0,7 до 12 кг);

В режиме шагового двигателя рекомендуется работать с нагрузкой не более 25% от максимального тягового усилия. Усилие фиксации обесточенного якоря при наличии воздушной подушки не более 1 ... 2% от максимального тягового усилия. Если воздушную подушку «снять», то якорь жестко «сядет» на индуктор, что можно считать жесткой «механической фиксацией» (такой режим требуется, например, при выполнении силовых операций над деталью, перемещаемой якорем).

Особенность двигателей с воздушной подушкой – значительная сила притяжения якоря к индуктору, позволяющая без проблем работать в

«перевернутом» положении: индуктор «на потолке», якорь перемещается по потолку вместе с нагрузкой, например, инструментом.

## **Выводы**

1. Отсутствие механических передач (прямой привод) и связанных с ними сил трения и механических потерь гарантирует высокое качество движения якоря и большой срок службы линейных и планарных индукторных двигателей.
2. Система подачи и очистки воздуха требует периодического сервисного обслуживания.

## **18.11. Системы управления линейными и планарными индукторными двигателями**

Как показано в первой части главы, индукторный линейный двигатель по принципу действия подобен шаговому (синхронному) двигателю с постоянными магнитами на роторе. Он может работать в двух возможных режимах:

1. В разомкнутой по положению структуре управления, как *обычный шаговый двигатель*.
2. В замкнутой по положению структуре управления, как *вентильный двигатель – бесколлекторный двигатель постоянного или переменного тока (BLDC или VLAC)*.

В первом режиме для получения достаточного разрешения по положению используется структура *микро-шагового управления*, и токи на каждом электрическом полюсном делении (на расстоянии зуб-паз по индуктору) являются ступенчато-синусоидальными с числом возможных электрических состояний  $4 \cdot k_{др}$  (для двухфазных ЛШД) и  $6 \cdot k_{др}$  (для трёхфазных ЛШД) при управлении от *биполярных инверторов тока*. При этом для обеспечения равномерности дробных шагов возможна калибровка электрических состояний, а для более полного использования двигателя по скорости – управление от блока программного разгона/торможения с возможностью выбора максимальной скорости, ускорения и замедления. В позиционных системах (движение от точки к точке) используется генератор траектории движения, чаще всего трапецеидального типа. В разомкнутой структуре управления ограничивается как нагрузка двигателя, так и максимальная скорость: во избежание выпадения двигателя из синхронизма. Кроме того, при наличии датчиков на элементах Холла выполняется *автоконтроль возможного выпадения двигателей из синхронизма*.

Во втором режиме в качестве датчика положения может использоваться либо относительно простой датчик на элементах Холла, либо, только для линейных двигателей, – более точный пристраиваемый датчик типа оптической линейки высокого разрешения. Для планарных двигателей использование пристраиваемых внешних датчиков положения конструктивно сложно или очень дорого (возможно использование лазерных интерферометров). Имеются решения в виде встраиваемых в планарный двигатель *интеллектуальных двухосевых датчиков положения*, разработанных в МЭИ под руководством А.П. Балковского [15]. Их принцип действия основан на измерении емкости между чувствительными элементами, установленным на якоре, и зубчатой поверхностью индуктора и выделении положения якоря относительно индуктора.

При использовании датчиков на элементах Холла может быть реализована структура бесколлекторного двигателя постоянного тока (BLDC) с автокоммутаций фаз, а при использовании датчиков высокого разрешения – бесколлекторных двигателей переменного тока (BLAC), в том числе с векторным управлением. В любом случае расширяется скоростной диапазон гарантированно устойчивой работы привода и диапазон возможных нагрузок.

Контроллеры управления линейными двигателями строятся как универсальные, на базе мощных микропроцессорных систем с использованием цифровых сигнальных процессоров – DSP [7] или ARM-процессоров [8]. Они допускают переключение структур управления в зависимости от приложения, имеют развитые интерфейсы, в том числе с датчиками Холла, импульсными оптическими датчиками и системами управления более высокого уровня, например, системами ЧПУ. Контроллеры линейных двигателей поддерживают также интерфейс с датчиками конечных положений осей и обеспечивают управление инверторами тока. В современных решениях контроллер привода обеспечивает также прямое цифровое управление силовыми ключами инвертора тока с использованием ШИМ-модуляции (глава 6, глава 8). Возможны структуры управления с автономными инверторами тока, получающими на входе только цифровое или аналоговое задание фазных токов.

Блок управления несколькими осями ЛШД/ВД конструктивно может выглядеть как крейт (конструктив) промышленного контроллера, содержащий силовые преобразователи и микропроцессорные контроллеры по числу осей, источники питания, интерфейсные платы для подключения датчиков положения и конечных датчиков, интерфейсные платы сопряжения

с системами управления верхнего уровня. На примере многоосевой системы управления фирмы «Рухсервомотор» в составе системы управления имеются:

- Микропроцессорные контроллеры управления тремя осями с возможностями линейной и круговой интерполяции;
- Силовой модуль инвертора тока для управления двухфазными ШД/ВД: выходной ток 3 А; напряжение питания 35–50 В; два аналоговых входа для приема сигналов обратной связи по токам фаз;
- Силовой модуль инвертора тока для управления двухфазными ШД/ВД: выходной ток 6 А; напряжение питания 70 В; два аналоговых входа для приема сигналов обратной связи по токам фаз;
- Платы сопряжения с 4-мя инкрементальными датчиками положения осей (стандартные входы *A*, *B*, *I* в стандарте *RS422*);
- Платы сопряжения с 4-мя синусно-косинусными датчиками положения осей и приема биполярных аналоговых сигналов обратных связей по фазным токам, приема дискретных сигналов концевых датчиков положения;
- Платы гальванически развязанных дискретных и аналоговых сигналов с дополнительного технологического оборудования объекта автоматизации;
- Платы стандартных интерфейсов управления шаговыми двигателями Step/Dir/Reset/Ready по 4-м независимым осям;

В систему управления входят также источники питания, что обеспечивает комплектное решение для управления 4-осевым ( $X_1, Y_1, X_2, Y_2$ ) или трёхосевым линейным электроприводом ( $X, Y, Z$ ), который наиболее часто используется в порталных конструкциях.

### **Выводы по главе**

1. Рассмотрены принципы действия, математические модели и конструкции индукторных линейных и планарных двигателей.
2. Их достоинства: маленький конструктивный шаг и возможность перемещения якоря без трения на воздушной подушке.
3. Их недостатки: небольшие коэффициенты кратковременного превышения номинального тока/усилия (не более 1,5); необходимость периодического сервисного обслуживания системы очистки и подачи воздуха.

### **Контрольные вопросы**

1. Объясните смысл термина «индукторный» двигатель?

2. Почему для двигателей этого типа используется ограниченная форсировка по току якоря/тяговому усилию?
3. Чем объясняется возможность работы линейных и планарных ШД/ВД в «перевернутом» состоянии с достаточной перемещаемой нагрузкой?
4. Как в системе управления планарным двигателем можно организовать «электронную систему» подавления разворотных возмущений?
5. Нужна ли она при использовании линейных уголкового двигателя?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 19. ЛИНЕЙНЫЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ С ОДНОСТОРОННИМ ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| 19.1.   | Классификация линейных двигателей с постоянными магнитами...   | 454 |
| 19.2.   | Базовые принципы построения линейных магнитоэлектрических двигателей с односторонним воздушным зазором.....  | 456 |
| 19.2.1. | Распределенная или сосредоточенная обмотка якоря?.....   | 456 |
| 19.2.2. | Линейное перемещение магнитного поля якоря при коммутации фаз .....  | 459 |
| 19.3.   | Примеры линейных магнитоэлектрических двигателей.....  | 460 |
| 19.3.1. | Конструктивные особенности линейных двигателей LSM-24 и LSM-36 .....   | 460 |
| 19.3.2. | Максимальные возможности .....   | 461 |
| 19.3.3. | Технические данные .....   | 462 |
| 19.4.   | Комплектная координата – ось линейного привода .....   | 467 |
| 19.5.   | Мощные линейные двигатели фирмы Siemens .....  | 468 |
| 19.5.1. | Отличительные особенности и области применения.....  | 469 |
| 19.5.2. | Принципы конструктивного построения серии линейных двигателей .....  | 471 |
| 19.5.3. | Основные технические данные.....   | 475 |
| 19.5.4. | Ориентация на синусоидальное векторное управление. Параллельная работа трехфазных секций обмотки якоря ..... | 477 |

### 19.1. Классификация линейных двигателей с постоянными магнитами

В этой главе мы рассмотрим *трехфазные магнитоэлектрические линейные двигатели*, получившие наибольшее распространение, как обеспечивающие минимум проводных соединений с блоком управления и высокую энергетическую эффективность. Якорь этих двигателей содержит трехфазную обмотку управления, подключаемую к силовому преобразователю, обычно с трёхфазным мостовым инвертором тока.

Якорь является подвижным элементом линейного двигателя (ЛД) и чаще всего перемещается над индуктором, состоящим из постоянных магнитов, наклеенных на ферромагнитное основание над «магнитной дорогой». Воздушный зазор между якорем и индуктором обеспечивается *линейными направляющими* или *линейными подшипниками*. Линейные

двигатели этого типа называют двигателями с *односторонним воздушным зазором*. Якорь в таких двигателях имеет плоскую форму в виде прямоугольника и содержит пакет из шихтованного электротехнического железа стали с пазами, в которые уложена обмотка якоря.

Линейные двигатели, якоря которых содержат ферромагнитную часть с расположенной в ней обмоткой, называются *«железными»* (технический жаргон), в отличие от якорей линейных двигателей, содержащих только обмотку и немагнитные конструкционные элементы, которые называют *«безжелезными»*.

В общем случае все магнитоэлектрические линейные двигатели можно разделить на 3 основных типа в зависимости от конструкции:

1. С *плоским якорем и односторонним воздушным зазором* (с одной «магнитной дорогой»). Имеют наибольшее распространение и относятся к классу «железных», развивая максимальные тяговые усилия и мощности. Условно относятся к классу *«силовых линейных двигателей»*.
2. С *прямоугольным якорем и двусторонним воздушным зазором* (с двумя «магнитными дорогами» между подвижным якорем. Такие ЛД могут быть как «железными», так и «безжелезными». Последние имеют значительные удельные усилия, развивают высокие ускорения и условно относятся к классу *«динамичных линейных двигателей»*.
3. *Трубчатого типа* с «магнитной дорогой» в виде *цилиндрического стержня*, по которому перемещается якорь в виде отрезка трубы, содержащего «безжелезную» обмотку. Имеют предельные удельные показатели, развивая максимальные ускорения. Относятся к классу *«сверхдинамичных линейных двигателей»*.

Теоретически возможны конструкции линейных двигателей, когда якорь, содержащий обмотки управления, неподвижен, а перемещается индуктор с магнитами. В общем случае такие двигатели менее динамичны и редко используются, только при ограниченных величинах хода.

В этой главе будут кратко рассмотрены все три типа магнитоэлектрических линейных двигателей, главным образом, с точки зрения их принципа действия, преимуществ и недостатков, особенностей применения. Несмотря на большое число производителей линейных двигателей в мире: Fanuc, Mitsubishi (Япония), Siemens, Sew-eurodrive, ABB (Германия), «Рухсервомотор» (Белоруссия) и др., терминология в этой области электрических машин и привода еще не сложилась. Поэтому, материал главы, хотя и построен на основе открытых данных

производителей, может содержать «авторское» видение вопроса, которое не всегда может совпадать с мнением изготовителей машин и основных потребителей – станкостроителей и робототехников.

## 19.2. Базовые принципы построения линейных магнитоэлектрических двигателей с односторонним воздушным зазором

### 19.2.1. Распределенная или сосредоточенная обмотка якоря?

Переходя от машины вращательного типа к машине линейного типа, обычно выполняют следующее *топологическое преобразование*: аналог соответствующей машины вращательного типа как бы «разрезают» по одному из радиусов и разворачивают вдоль расточки статора. В машинах вращательного типа статорные обмотки в большинстве случаев являются *распределенными*. При этом проводники соседних фаз занимают соседние пазы в «железе» статора и располагаются для трёхфазных машин в порядке  $A+, B-, C+, A-, B+, C-, A+$  и т.д. Знаками «+» и «-» условно отмечены направления токов в активных проводниках фаз, полностью занимающих пространство каждого паза. Активные проводники каждой секции фазы располагаются под противоположными полюсами магнитов так, что усилия, ими развиваемые, и ЭДС в них, суммируются. По аналогии с машиной, имеющей только одну пару полюсов, такие обмотки называются «диаметральными».

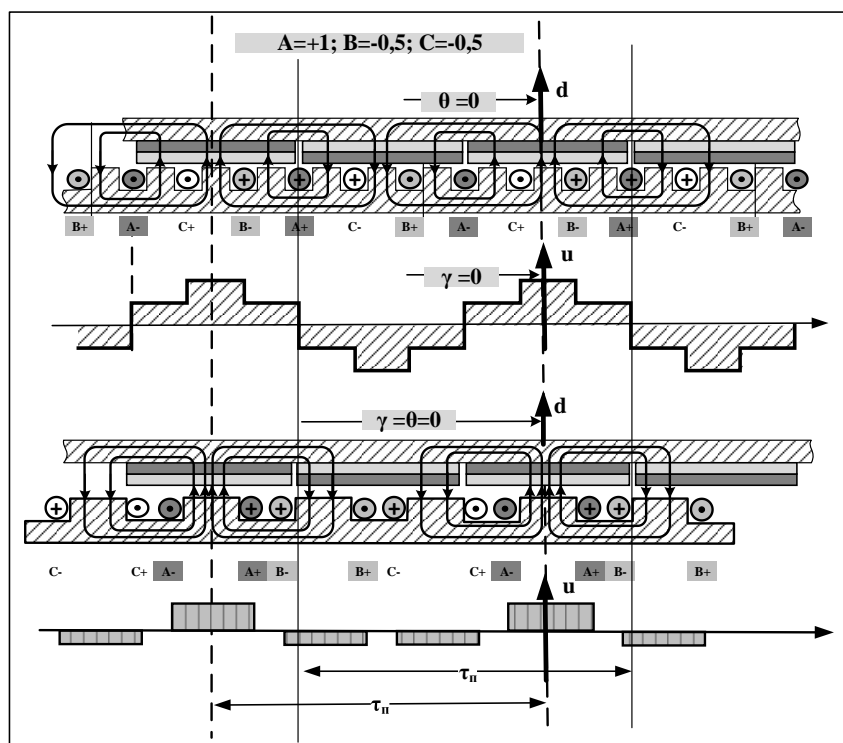


Рис. 19.1 Сравнение НС, создаваемых распределенной и сосредоточенной обмотками



При расположении активных проводников в обратном порядке  $A+$ ,  $C-$ ,  $B+$ ,  $A-$ ,  $C+$ ,  $B-$ ,  $A+$  структура магнитного поля, создаваемого обмоткой статора, не меняется, меняется только направление его перемещения вдоль расточки статора при заданном порядке коммутации фаз.

На рис. 19.1 в верхней части рисунка показана схема расположения активных проводников распределенной обмотки в пазах статора *обращенной бесколлекторной трёхфазной машины постоянного тока*, которая может служить первым приближением к двигателю линейного типа. Статор расположен внутри и неподвижен. Ротор в виде полого стакана с установленными на его внутренней поверхности постоянными магнитами – вращается. При развертке такого двигателя получаем *линейный двигатель*, у которого индуктор с постоянными магнитами неподвижен и представляет собой «магнитную дорогу», а якорь с трёхфазной обмоткой линейно перемещается под или над «магнитной дорогой».

Для одного из возможных электрических состояний машины, принятых за начальное ( $I_A = +1$ ;  $I_B = -0,5$ ;  $I_C = -0,5$ ) и соответствующих одновременной разнополярной коммутации фаз, на рис. 19.1 показана кривая намагничивающей силы (НС), создаваемой обмоткой, и упрощенная схема замыкания суммарных магнитных потоков. Обе части машины (якорь и индуктор) в установившемся режиме стремятся занять положение, в котором ось поля якоря  $u$  совпадает с осью индуктора  $d$ . При этом подвижная часть (якорь) перемещается в положение с максимальной взаимной индуктивностью:  $\gamma = \theta = 0$ .

Видно, что для создания одного полюсного деления в распределенной обмотке требуется 6 пазов и зубцов в «железе» якоря ( $z_{я}$ ) и 6 активных проводников. Выделенный на рисунке фрагмент якоря можно назвать *элементарной машиной*. Ей будет соответствовать одно полюсное деление индуктора, состоящее из двух магнитов (с противоположно ориентированными полюсами)  $z_m = 2$ .

Двигатель с распределенной обмоткой может иметь любое число пар полюсов. Главный недостаток распределенных обмоток – необходимость так называемых лобовых соединений, когда требуются проводники, как для соединения активных (рабочих) проводников друг с другом в рамках одной фазной катушки, так и для соединения нескольких фазных катушек друг с другом. Для линейных двигателей схема обмотки, в которой имеются значительные «лобовые части», уменьшает динамические возможности якоря и увеличивает тепловые потери в нем. Поэтому, в линейных двигателях, а также в большинстве маломощных обращенных двигателей с постоянными

магнитами, отказываются от распределенных обмоток в пользу *сосредоточенных (концентрированных)* обмоток), которые представляют собой обычные медные катушки, длинные (рабочие) стороны которых уложены в пазы «железа» якоря.

Различают следующие два типа сосредоточенных обмоток:

1. *Однослойные*: рабочая сторона каждой фазной катушки занимает место в *отдельном* пазу «железа» статора. При этом последовательность расположения фазных катушек:  $A, B, C, A, B, C, \dots$ . Катушка каждой фазы охватывает один зубец «железа» якоря.
2. *Двухслойные*: рабочие стороны каждой фазной катушки занимают соседние пазы «железа» статора. При этом в одном и том же пазу одновременно находятся по две рабочих стороны катушек соседних фаз. Эти стороны фазных катушек могут располагаться как рядом, так и друг под другом – отсюда название типа обмотки – «двухслойная».

Работоспособной будет конструкция, содержащая 6 зубцов/пазов «железа» якоря ( $z_{\text{я}} = 6$ ) и, соответственно 6 сосредоточенных фазных катушек, каждая из которых охватывает соответствующий зуб «железа» якоря. Такой якорь должен соответствовать активной части индуктора, состоящей, как минимум, из двух пар полюсов – из 4-х магнитов  $z_m = 4$ . В этом случае (рис. 19.1) за счет заполнения индуктора – «магнитной дороги» кратным числом полюсных делений  $z_m = 4 + k \cdot 2$  можно почти полностью исключить влияние краевых эффектов, связанных с конечной длиной подвижного якоря.

Кривая НС якоря, соответствующая двухслойной сосредоточенной обмотке, уступает соответствующей кривой для распределенной обмотки с точки зрения минимума высших гармоник. В теории электрических машин существует специальный показатель для оценки качества обмотки с точки зрения синусоидальности НС, ею создаваемой, – *обмоточный коэффициент* (*winding factor*) [3].

Обмоточный коэффициент пропорционален тяговому усилию линейного двигателя или крутящему моменту двигателя вращательного типа. Чем ниже обмоточный коэффициент, тем меньше усилие, и его недостаток придется компенсировать за счет увеличения фазного тока. Так, для машины с двухслойной сосредоточенной обмоткой обмоточный коэффициент равен 0,866 обмоточного коэффициента машины с распределенной обмоткой, которая может рассматриваться в качестве идеала.

Однако, в серводвигателях более важными могут оказаться следующие факторы: существенное упрощение конструкции статора (якоря) и технологичности его изготовления. Именно поэтому в большинстве

линейных магнитоэлектрических машин и в обращенных бесколлекторных двигателях постоянного тока вращательного типа применяются сосредоточенные обмотки. Причем, каждый производитель использует свои собственные улучшения конструкции обмотки, обычно запатентованные, для повышения эффективности сосредоточенной обмотки (от укорочения шага обмотки до скоса пазов по якору или скоса магнитов по индуктору).

Такие обмотки используются, например, в обращенных двигателях вращательного типа для насосов, вентиляторов, стиральных машин, авиамоделей и т.д. Их преимущество – относительная дешевизна при массовом производстве стиральных машин, «дронов», мопедов и многих другой продукции.

### 19.2.2. *Линейное перемещение магнитного поля якоря при коммутации фаз*

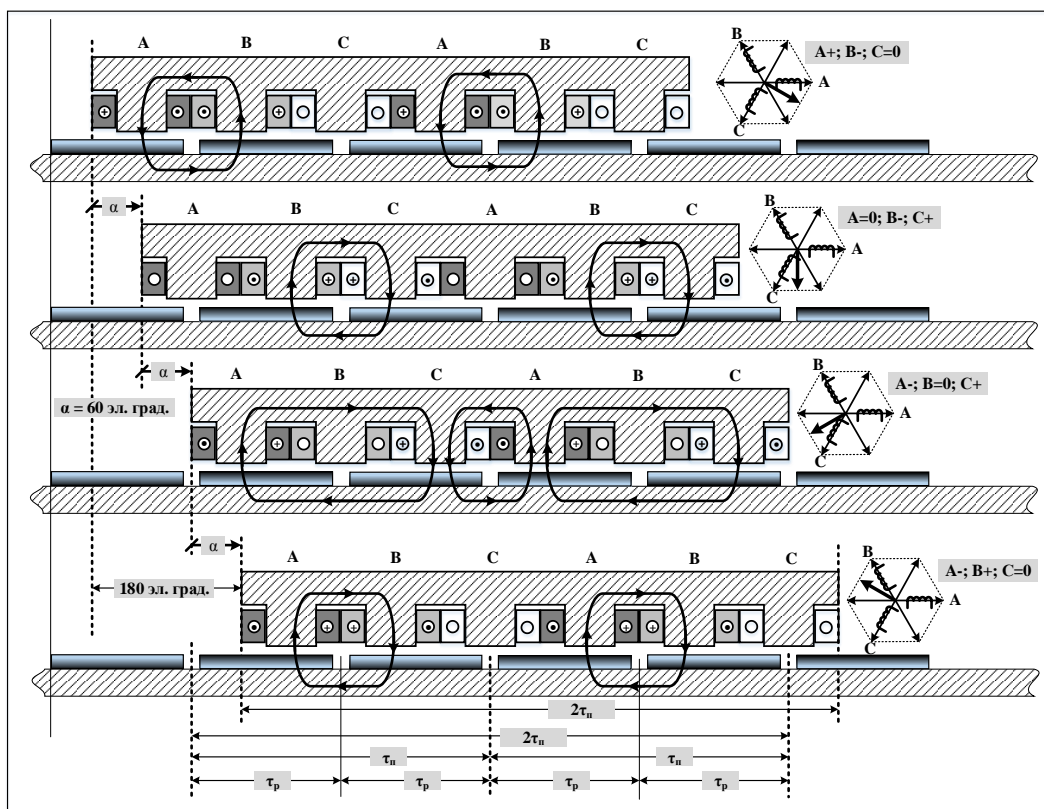


Рис. 19.2 Принцип работы линейного магнитоэлектрического ШД

Проиллюстрируем принцип работы линейного трёхфазного ШД на примере шеститактной парной разнополярной коммутации фаз (рис. 19.2). Как было показано в главе 14, эти токовые состояния могут быть получены и как частный случай при синусоидальной ШИМ-модуляции базовых векторов (при векторной ШИМ). Для каждого из 4-х положений вектора тока статора показано установившееся положение подвижного якоря относительно неподвижного индуктора, а также направления замыкания суммарных

магнитных потоков, созданных постоянными магнитами и якорной обмоткой.

Действительно, с каждой коммутацией фаз магнитное поле якоря линейно перемещается, якорь делает шаг, пытаясь совместить полюсную структуру якоря и индуктора. Величина целого шага при  $n_{эл} = 6$  равна  $360/6 = 60$  эл. град. Механический шаг равен  $\tau_p/6$  и может быть сделан сколь угодно малым при микрошаговом управлении.

## **Выводы**

1. «Элементарная линейная машина» обычно имеет якорь с сосредоточенной катушечной обмоткой и числом зубцов/пазов  $z_я = 6$ . Ей должен соответствовать фрагмент «магнитной дороги», как минимум с двумя парами полюсов  $z_m = 4$ .
2. Для увеличения тягового усилия якорь может состоять из нескольких «элементарных» машин.
3. Полюсные структуры якоря и индуктора всегда должны соответствовать друг другу. При этом машина будет иметь тем большее тяговое усилие, чем больше длина постоянных магнитов (ширина «магнитной дороги»).
4. Принципы управления линейными ШД/ВД не отличаются от принципов управления вращающимися ШД/ВД – допустимы как разомкнутые структуры, в том числе с дроблением шага, так и замкнутые, например, полноценное векторное управление по датчику положения якоря.
5. В структурах управления типа BLDC в качестве датчика положения может использоваться датчик на элементах Холла, встроенный или пристроенный к якорю.
6. В структурах управления типа BLAC используется более точный, например, оптический линейный датчик положения якоря, движущаяся часть которого жестко соединена с якорем.

### **19.3. Примеры линейных магнитоэлектрических двигателей**

Еще раз обратимся к продукции Белорусской фирмы «Рухсервомотор», которая является одним из мировых лидеров в области производства линейных двигателей и сервоприводов на их основе.

#### *19.3.1. Конструктивные особенности линейных двигателей LSM-24 и LSM-36*

Внешний вид модуля якоря и одного модуля для конструирования «магнитной дороги» показан на рис. 19.3. Якорь имеет прямоугольную

плоскую форму с расположенными внутри сосредоточенными катушечными обмотками, залитыми термопроводящим компаундом. Модуль индуктора содержит постоянные магниты на ферромагнитном основании, защищенные с внешней стороны (со стороны якоря) нержавеющей сталью. «Магнитная дорога» предназначена для монтажа на жесткое плоское основание, например, для встраивания в алюминиевый профиль. Якорь имеет крепежные отверстия для установки жесткой платформы, которая должна опираться на направляющие или линейные подшипники для создания гарантированного воздушного зазора между якорем и индуктором, а также для соединения с нагрузкой. Это может быть, например, полета для крепления обрабатываемой детали.

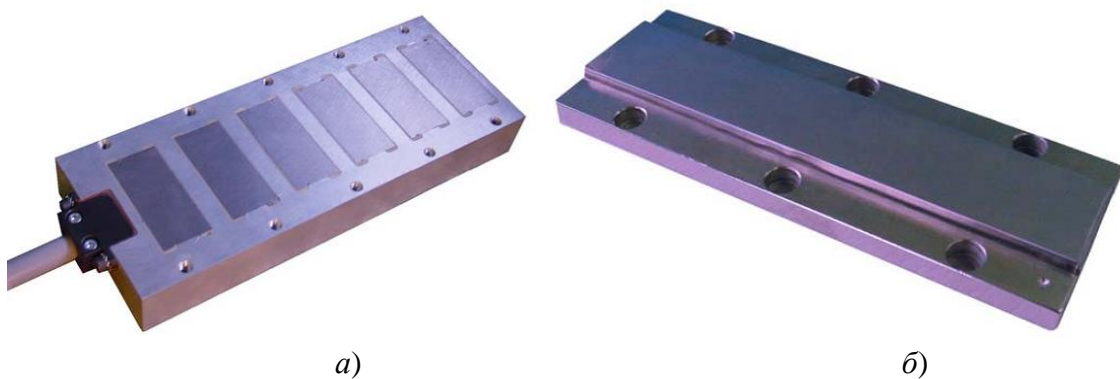


Рис. 19.3 Внешний вид: *а* – якорь; *б* – модуль индуктора

### 19.3.2. Максимальные возможности

В табл. 19.1 приведены максимальные параметры для двух серий линейных двигателей фирмы «Рухсервомотор». Серия LSM-36 рассчитана на большие максимальные усилия, скорости и перемещения, так как размер одного полюса здесь 36 мм, по сравнению с размером полюса в серии LSM-24 (24 мм). Точностные показатели для обеих серий одинаковы и определяются типом используемого датчика положения и качеством векторной системы управления двигателем (табл. 19.1).

Таблица 19.1 Максимальные параметры линейных двигателей серий LSM-24 и LSM-36

| Параметр   | LSM-24 | LSM-36 |
|--|--------|--------|
| Максимальное перемещение, м                        | 5      | 10     |
| Максимальное усилие, Н                             | 1000   | 8000   |
| Максимальная скорость м/с                          | 3,6    | 10     |
| Максимальное ускорение, g (9,81 м/с <sup>2</sup> ) | 8      | 8      |
| Разрешение по положению, нм                        | 20     | 20     |
| Точность позиционирования, мкм                     | 0,1    | 0,1    |

### **Особенности:**

1. Максимальная температура магнитов индуктора не должна превышать плюс  $70^{\circ}\text{C}$ ;
2. Якорь содержит трехфазную обмотку с соединением фаз либо в звезду ( $S$ ), либо в треугольник ( $T$ ). При том же напряжении питания звена постоянного тока  $U_{dc}$  максимальные скорости якоря при соединении в треугольник увеличиваются примерно в  $\sqrt{3}$  раз за счет увеличения фазного напряжения;
3. Якорь содержит встроенный температурный датчик с порогом срабатывания защиты по превышению допустимой температуры  $120^{\circ}\text{C}$ ;
4. Якорь допускает как естественное воздушное (конвекция), так и принудительное водяное охлаждение. Максимальное давление охлаждающей жидкости – 1,1 бар. Охлаждающая жидкость подается и отводится от якоря через расположенные на нем штуцеры для подключения трубок подачи/отвода охлаждающей жидкости.
5. Кабель подключен к блоку управления, и трубки подачи охлаждающей жидкости подводятся к якорю с помощью *гибкого кабельного канала*.

### *19.3.3. Технические данные*

В каждой серии линейных двигателей имеется несколько *типоразмеров*, отличающихся друг от друга размерами *модуля якоря* и *модуля индуктора*. Главное отличие двигателей внутри одного типоразмера – длина постоянных магнитов, т.е. ширина «магнитной дороги». Чем шире «магнитная дорога» и чем длиннее модуль якоря, тем больше тяговое усилие, развиваемое двигателем. Естественно, что магнитная геометрия якоря строго соответствует магнитной геометрии индуктора. При конструировании «магнитной дороги» встык из любого числа модулей индуктора обеспечивается «*непрерывность*» магнитной системы индуктора – соответствие мгновенного полюсного деления индуктора, созданного постоянными магнитами, полюсному делению якоря, созданному обмоткой якоря.

С длинных сторон якоря имеются продольные пазы, предназначенные для жесткой фиксации якоря направляющими и стабилизации воздушного зазора на номинальном уровне – не более 0,9 ... 1 мм. С одной из сторон якоря расположен кабель подключения к силовому преобразователю, а с другой стороны для якорей с опцией « $W$ » (водяное охлаждение) – штуцеры для подвода/отвода охлаждающей жидкости (рис. 19.4).

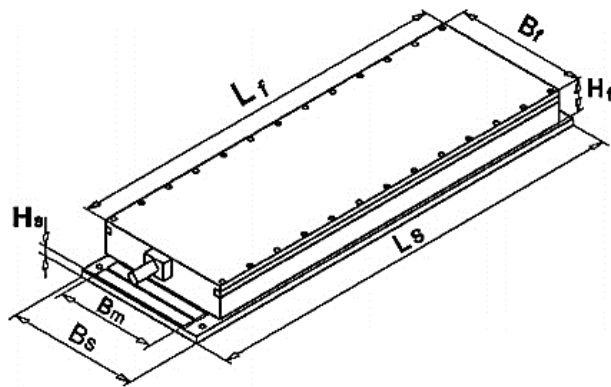


Рис. 19.4 Основные размеры якоря и индуктора двигателя LSM-36

**Обозначения:**

- $L_f, B_f, H_f$  – длина, ширина, высота якоря (Forcer);
- $L_s, B_s, H_s$  – длина, ширина, высота индуктора (Stator). Термин «статор» используется в линейных приводах лишь в смысле неподвижной части двигателя;
- $B_m$  – ширина магнитов.

Якори и модули «магнитной дороги» поставляются в виде самостоятельных изделий, что позволяет быстро адаптировать линейный электропривод к конкретному объекту. Характеристики модуля якоря и модуля индуктора представлены в двух следующих таблицах (табл. 19.2 и табл. 19.3).

Модуль «магнитной дороги» состоит из нескольких постоянных магнитов с попарно противоположно ориентированными полюсами, расположенными на ферромагнитном основании, служащем для обратного замыкания магнитных потоков, проходящих через воздушный зазор. Со стороны воздушного зазора магниты защищены нержавеющей сталью.

Таблица 19.2 Обозначение модуля якоря LSM-P-36-xxx-xx-W

| LSM- | P- | 36- | xxx- | xx- | W  |
|------|----|-----|------|-----|--|
|      |    |     |      |     | Опция водяного охлаждения (W – водяное, С – конвекция)   |
|      |    |     |      |     | Длина постоянных магнитов (ширина магнитной дороги) $B_m$ , мм<br>Варианты: 25, 50, 75, 100, 125, 150 мм |
|      |    |     |      |     | Длина якоря $L_f$ , мм<br>Варианты: 163, 307, 451, 595, 739  |
|      |    |     |      |     | Линейный размер одного полюса $L_p$ , мм<br>Для всех двигателей текущей серии 36 мм                      |
|      |    |     |      |     | Primary – Первичная часть линейного двигателя (якорь)  |
|      |    |     |      |     | Linear Synchronous Motor – Линейный синхронный двигатель   |

Таблица 19.3 Обозначение модуля индуктора LSM-S-36-xxx-xx-A

| LSM- | S- | 36- | xxx- | xx- | A |  |
|------|----|-----|------|-----|---|--|
|      |    |     |      |     |   | Опция варианта крепления к основанию:<br>А – сверху; В – снизу.  |
|      |    |     |      |     |   | Длина постоянных магнитов (ширина магнитной дороги) $B_m$ , мм<br>Варианты: 25, 50, 75, 100, 150 мм    |
|      |    |     |      |     |   | Длина активной части одного модуля индуктора $L_s$ , мм<br>Варианты: 144, 216, 288, 360, 432, 504, 576 |
|      |    |     |      |     |   | Линейный размер одного полюса $L_p$ , мм<br>Для всех двигателей текущей серии 36 мм                    |
|      |    |     |      |     |   | Secondary – Вторичная часть (модуль индуктора)   |
|      |    |     |      |     |   | Linear Synchronous Motor – Линейный синхронный двигатель   |

Модуль «магнитной дороги» состоит из нескольких постоянных магнитов с попарно противоположно ориентированными полюсами, расположенными на ферромагнитном основании, служащем для обратного замыкания магнитных потоков, проходящих через воздушный зазор. Со стороны воздушного зазора магниты защищены нержавеющей сталью.

Каждая пара магнитов образует полюсное деление  $\tau_{п} = \tau_{2p}$ . Число полных полюсных делений может быть любым целым  $k = 1, 2, 3, \dots$ , но не меньше 2. Для уменьшения краевых эффектов при подходе якоря к модулю индуктора и сходе с него, модуль индуктора содержит еще по одному магниту слева и справа (дополнительное полюсное деление) – рис. 19.5.

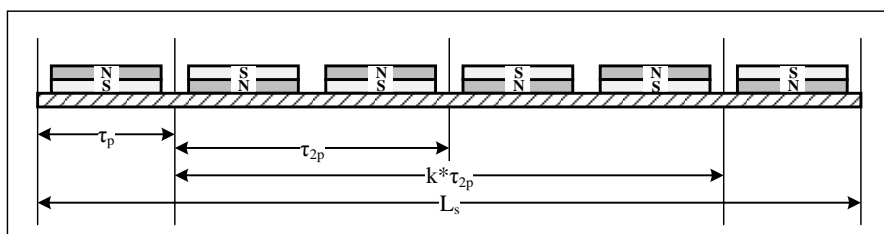


Рис. 19.5 Конструкция модуля индуктора

Таким образом, для всех модулей индуктора одной серии справедливо:

1. линейный размер одного полюса фиксирован и указывается в обозначении серии – LSM-S-36:  $\tau_p = 36$  мм;
2. размер полного полюсного деления удваивается –  $\tau_{2p} = 72$  мм;
3. в каждом модуле индуктора содержится кратное целому число полных полюсных делений. Длина одного модуля индуктора:

$$L_s = (k + 1) \cdot \tau_{2p}.$$

4. Возможна поставка модулей индуктора следующих длин (табл. 19.4):



Таблица 19.4 Модули индуктора для линейных двигателей серии LSM-36

| $k$        | 1   | 2   | 3   | 4   | 5   | 6   | 7   |
|------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $L_s$ , мм | 144 | 216 | 288 | 360 | 432 | 504 | 576 |

Если задана длина сервисного пространства, обслуживаемого координатой линейного двигателя, то максимальная величина хода якоря должна превышать эту длину на величину, необходимую для размещения «конечного» оборудования (концевых датчиков, аварийных упоров и т.д.):

$$L_{\text{хода}} = L_{\text{серв}} + L_{\text{кон}}. \quad (19.1)$$

Длина «магнитной дороги» (рис. 19.6) с учетом длины якоря и размещения конечного оборудования с двух сторон индуктора должна соответствовать неравенству:

$$L_{\text{инд}} \geq L_{\text{хода}} + L_f + L_{\text{кон}} = L_{\text{серв}} + L_f + 2 \cdot L_{\text{кон}} \quad (19.2)$$

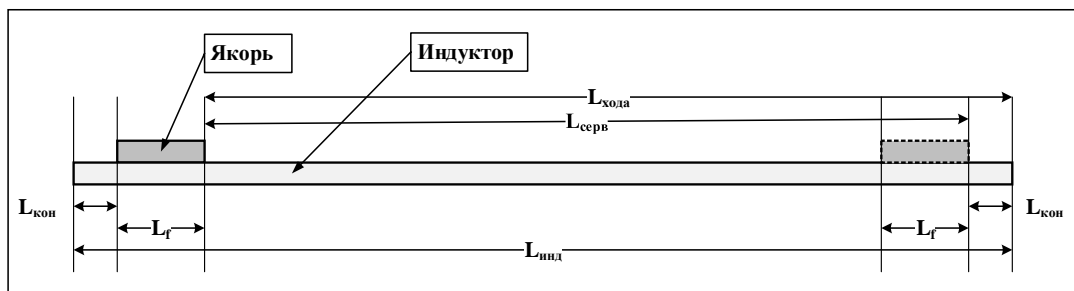


Рис. 19.6 К выбору числа модулей индуктора

Зная длину одного модуля индуктора можно определить нужное число модулей:

$$n_{\text{мод инд}} \geq \frac{L_{\text{инд}}}{L_s}. \quad (19.3)$$

### Пример.

Длина сервисного пространства – 2 м (2000 мм). По величине предполагаемой нагрузки выбран якорь длиной 307 мм. Зоны размещения конечных элементов двигателя имеют длину 100 мм. Определить число модулей индуктора, длина каждого из которых равна 288 мм.

### Решение:

$$n_{\text{мод инд}} \geq \frac{L_{\text{инд}}}{L_s} = \frac{L_{\text{серв}} + L_f + 2 \cdot L_{\text{кон}}}{L_s} = \frac{2000 + 307 + 2 \cdot 100}{288} = 8,70.$$

Выбираем число модулей индуктора равным 9.

Все якоря являются трёхфазными с двумя возможными типами соединения фаз  $S$ –звезда или  $T$ –треугольник. Для каждого модуля якоря фирма рекомендует напряжение питания в звене постоянного тока  $U_{dc}$  (от 310 до 500 В).

В табл. 19.5 показаны некоторые из параметров якорей, в том числе номинальные усилия при естественном и жидкостном охлаждении (кратность 2), максимально возможные кратковременные усилия (кратность 2,4 ... 2,6), а также максимальные скорости при включении фаз по схеме звезда/треугольник.

Таблица 19.5 Параметры якорей линейных двигателей LSM-P-36

| LSM-P-36- | $F_{ест}, Н$ | $F_{жид}, Н$ | $F_{макс}, Н$ | $V_{макс}, м/с$ | $m_{як}, кг$ | $B_f, мм$ | $F_{уд}, Н/кг$ |
|-----------|--------------|--------------|---------------|-----------------|--------------|-----------|----------------|
| 163*25    | 109          | 212          | 254           | 10,0/10,0       | 2,3          | 65        | 47,4           |
| 163*50    | 214          | 418          | 509           | 6,9/10,0        | 3,2          | 90        | 66,9           |
| 163*75    | 316          | 617          | 763           | 4,6/8,1         | 4,3          | 120       | 73,5           |
| 307*25    | 218          | 424          | 509           | 6,8/10,0        | 4,4          | 65        | 49,5           |
| 307*50    | 429          | 836          | 1017          | 3,4/6,0         | 6,1          | 90        | 70,3           |
| 307*75    | 633          | 1234         | 1526          | 4,0/7,0         | 8,1          | 120       | 78,1           |
| 307*100   | 796          | 1559         | 2035          | 6,5/10,0        | 9,8          | 145       | 81,2           |
| 451*50    | 643          | 1253         | 1526          | 4,0/7,0         | 9,0          | 90        | 71,4           |
| 451*75    | 949          | 1851         | 2289          | 2,6/4,7         | 12,0         | 120       | 79,1           |
| 451*100   | 1193         | 2339         | 3052          | 4,2/7,6         | 14,5         | 145       | 82,3           |
| 451*150   | 1727         | 3394         | 4579          | 2,9/5,1         | 19,5         | 195       | 88,6           |
| 595*75    | 1265         | 2468         | 3052          | 1,9/3,5         | 15,8         | 120       | 80,1           |
| 595*100   | 1591         | 3119         | 4070          | 3,2/5,7         | 19,1         | 145       | 83,3           |
| 595*150   | 2303         | 4526         | 6105          | 2,1/3,8         | 25,7         | 195       | 89,6           |
| 739*150   | 2878         | 5657         | 7631          | 1,7/3,0         | 36,0         | 195       | 79,9           |

#### Выводы:

1. Диапазон номинальных мощностей для серии линейных двигателей LSM-P-36 при естественном охлаждении якоря от 100 Вт до 1 кВт можно увеличить в 2 раза при использовании жидкостного охлаждения.
2. Удельные усилия (на единицу массы якоря) 50 ... 80 Н/кг находятся в диапазоне показателей лучших мировых производителей.
3. Универсальная машинная константа, характеризующая энергетическую эффективность двигателя, – в пределах 20 ... 120 Н/ $\sqrt{Вт}$ .
4. «Зубцовое» усилие, т.е. отношение реактивного момента за счёт взаимодействия магнитов индуктора с зубчатой поверхностью якоря – в пределах 8 ... 3,2%, причем меньшие значения соответствуют двигателям с большими тяговыми моментами.

5. Силы притяжения якоря к индуктору почти на порядок превосходят номинальные тяговые усилия (в 8 ... 9 раз) при номинальном воздушном зазоре, что свидетельствует о возможности работы линейных двигателей при креплении индуктора к «полу», к «потолку» или к «стене» (вертикально). Это обеспечивает гибкость при различных компоновках оборудования.

#### **19.4. Комплектная координата – ось линейного привода**

Объединение линейного двигателя с дополнительным оборудованием позволяет получить конструктивно законченное изделие – одну ось привода, на базе которой можно конструировать многокоординатные системы, располагая оси друг над другом (в форме «крест») или в форме «портала». Такие комплектные решения выпускаются многими производителями линейных двигателей и независимыми фирмами. На рис. 19.7 показана линейная ось привода фирмы «Рухсервомотор» на базе линейных двигателей LSM-32.



Рис. 19.7 Комплектный линейный привод оси на базе линейного двигателя LSM-32

Линейный двигатель интегрирован в алюминиевый профиль и представляет собой единое целое вместе с линейными направляющими, столом (кареткой) для возможной установки еще одной координаты или нагрузки, датчиком положения якоря, гибким раскладчиком для кабельных подключений и концевым оборудованием (датчики конечных положений, защитные упоры). Блок разъемов обеспечивает быстрое подключение оси привода к системе управления. Индуктор («магнитная дорога») жестко закреплен внутри алюминиевого профиля.

Дополнительные конструктивные элементы, установленные на якорь, несколько уменьшают его динамические возможности: максимальное ускорение уменьшилось с 8 до 4g. Тем не менее, наличие уже смонтированной каретки с элементами крепления нагрузки удобно для потребителей. Например, из таких осей можно быстро собрать порталную конструкцию любой машины: мехатронный узел для автоматизированной или робототехнической линии, упаковочную машину и т.д.

Основные параметры оси линейного привода при напряжении звена постоянного тока 310 В, векторном синусоидальном управлении токами фаз и естественном воздушном охлаждении якоря приведены в табл. 19.6.

Таблица 19.6 Основные параметры комплектных осей

| Тип оси                     | LSMA-T-32x265x50-GT | LSMA-T-32x376x50-GT |
|-----------------------------|---------------------|---------------------|
| <b>Параметр</b>             |                     |                     |
| $F_{\text{ест}}$ , Н        | 383                 | 574                 |
| $F_{\text{макс}}$ , Н       | 865                 | 1300                |
| $V_{\text{макс}}$ , м/с     | 4,3                 | 2,9                 |
| $m_{\text{макс нагр}}$ , кг | 200                 | 200                 |
| $m_{\text{як}}$ , кг        | 4,3                 | 6,4                 |
| $F_{\text{уд}}$ , Н/кг      | 89,1                | 89,7                |

Показатель удельного усилия несколько увеличился по сравнению с двигателями серии LSM-36 за счет уменьшения размера полюса с 36 до 32 мм. Машинная константа равна 34,4 и 42,1 Н/√Вт.

## Вывод

Многие фирмы производят комплектные решения для быстрого конструирования необходимых в производстве рабочих машин – готовые *позиционеры*, содержащие кроме линейного двигателя и измерительную систему, что ускоряет внедрение линейных приводов в промышленность.

## 19.5. Мощные линейные двигатели фирмы Siemens

Фирма Siemens, являясь одним из ведущих производителей электротехнического оборудования, производит и линейные двигатели, ориентируясь на базовые потребности современного станкостроения. Общий вид двигателей серий 1FN1 и 1FN3 показан на рис. 19.8. Двигатели состоят из подвижного якоря, перемещающегося на направляющих, и неподвижного модульного индуктора – «магнитной дороги», имеющей любую заданную длину. Все двигатели относятся к классу «железных» с односторонним воздушным зазором. Стабильность воздушного зазора обеспечивается внешними направляющими, а точность отработки положения – пристроенными внешними линейными датчиками, например, оптическими линейками. Рассмотрим особенности линейных двигателей серии 1FN3, которые являются мировыми лидерами в области «силовой» обработки деталей в станкостроении. Максимальные мощности могут достигать 80 кВт.



Рис. 19.8 Общий вид линейных двигателей типа 1FN

Якорь содержит пакет «железа» из шихтованной электротехнической стали с уложенной в него сосредоточенной катушечной обмоткой. Корпус якоря имеет крепежные отверстия для установки рабочего столика или полеты для крепления детали.

#### *19.5.1. Отличительные особенности и области применения*

- 1) Тип линейного двигателя – синхронный с постоянными магнитами из редкоземельных магнитов.
- 2) Изоляция обмоток якоря по температурному классу Н (+120 С). Имеются встроенные в якорь два независимых датчика контроля температуры;
- 3) Степень защиты якоря и индуктора IP65, допускающая работу в производственных помещениях практически любого класса;
- 4) Все модули якоря имеют два варианта системы охлаждения:
  - а. Стандартное принудительное жидкостное (водяное или масляное);
  - б. Прецизионное дополнительное для исключения теплопередачи с якоря на рабочие элементы станка и исключения погрешностей при обработке деталей за счет теплового расширения элементов станка.
- 5) Элементы тепловой развязки якоря от рабочего органа (например, стола для крепления инструмента или детали) поставляются как дополнительные аксессуары для увеличения точности привода в прецизионных системах.
- 6) Модули индуктора позволяют не только соединять их в «магнитную» дорогу заданной длины для получения нужной величины хода двигателя, но и обеспечивать их принудительное жидкостное охлаждение для исключения перегрева постоянных магнитов, например, в режиме фиксации заданного конечного положения якоря. Соответствующие аксессуары для модулей индуктора также поставляются.
- 7) Возможно управление двигателями от серийных систем управления сервоприводами – от преобразователей SIMODRIVE 611 в режиме синусоидального векторного управления.
- 8) Возможно одновременное параллельное управление двумя линейными двигателями, например, в порталных конструкциях.

- 9) Точность отработки заданного положения якоря ограничена только разрешением используемых датчиков положения и может достигать нанометров.
- 10) Двигатели имеют типовую для серводвигателей с векторным управлением механическую характеристику (рис. 19.9) с зоной длительного и кратковременного режима работы. В первой зоне двигатель может продолжительно и без перегрева работать с нагрузкой вплоть до номинальной  $F_N$  при скоростях вплоть до номинальной  $V_{\max}(F_N)$ . В зоне кратковременного режима работы при максимальном усилии  $F_{\max}$  возможна работа до скоростей  $V_{\max}(F_{\max})$ . При больших скоростях максимальное усилие должно автоматически ограничиваться системой управления вплоть до номинального значения при номинальной скорости.

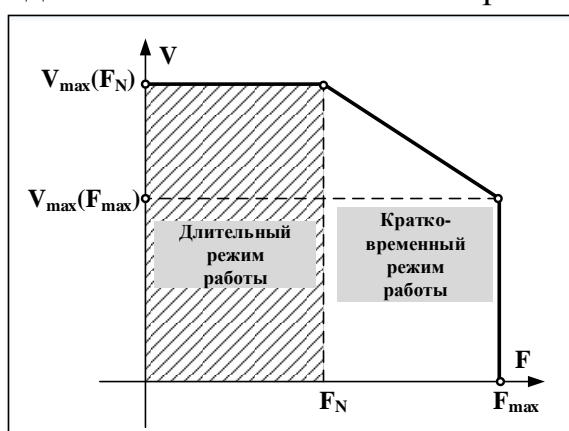


Рис. 19.9 Типовые механические характеристики линейных двигателей

- 11) Перегрузочная способность, т.е. отношение максимально допустимого кратковременного усилия к номинальному ( $F_{\max}:F_N$ ) равна 2,5.
- 12) Кожух якоря цельнометаллический из нержавеющей стали, что обеспечивает высокую механическую прочность, нечувствительность к загрязнениям и стойкость к агрессивным жидкостям;
- 13) Двигатели имеет большой воздушный зазор (до 1 мм), что снижает требования к качеству монтажных поверхностей. Монтажный допуск по величине воздушного зазора составляет  $\pm 0,3$ мм;
- 14) Компоненты привода мало подвержены износу благодаря бесконтактной передаче рабочего усилия на якорь. Имеются только незначительные потери на трение в направляющих качения;
- 15) Двигатели полностью соответствуют технологии современного прямого привода без зазоров, упругостей и связанных с ними дополнительных потерь, вибраций и шумов;
- 16) Двигатели работают в диапазоне мощностей от нескольких киловатт до 80 кВт и скоростей от 10 м/с;

17) Предельные величины ускорений якоря без нагрузки – до 30 g (300 м/с<sup>2</sup>).

Двигатели предназначены, прежде всего, для использования в станкостроении и гибком автоматизированном производстве. Они покрывают весь диапазон требований по точности (при использовании соответствующих датчиков, поставляемых независимыми фирмами) в прецизионном станкостроении, в том числе в:

- гибком производстве инструмента;
- в лазерных технологиях резки различных материалов;
- в так называемых декартовых роботах на базе линейных порталных конструкций и т.д.

#### *19.5.2. Принципы конструктивного построения серии линейных двигателей*

Серия содержит несколько десятков линейных двигателей, отличающихся друг от друга величиной номинального тягового усилия и номинальной скорости. Естественно, что составляющие, из которых могут быть построены двигатели, унифицированы для обеспечения серийности производства.

В составе серии несколько отрезков двигателей-типоразмеров. Все двигатели одного типоразмера комплектуются модулями якоря и индуктора с совместимыми магнитными системами.

Внутри каждого типоразмера ширина магнитной дороги и типы модулей индуктора одинаковы, меняется только их осевая длина, но так, чтобы при увеличении усилия и мощности магнитная система якоря оставалась полностью совместимой с магнитной системой индуктора.

В табл. 19.7 приведена основная информация, позволяющая потребителям выбрать совместимые по магнитным системам модули якоря и индуктора (линейный двигатель в сборе).

В первом столбце табл. 19.7 указан условный номер допустимой комбинации якорь-индуктор, для которого далее будут приведены технические данные соответствующих линейных двигателей в сборе.

Линейные размеры модулей указаны в двух вариантах: без использования дополнительной прецизионной системы жидкостного охлаждения/с системой прецизионного охлаждения. Обратите внимание, что ширина модуля якоря вместе с системой принудительного охлаждения равна

ширине совместимого с ним модуля индуктора вместе с системой принудительного охлаждения (см. рис. 19.8).

Таблица 19.7 Типы модулей якоря и индуктора, образующих линейный двигатель 1FN3

| N<br>лин.<br>дв. | Тип<br>якоря  | Параметры якоря      |                      |                     | Тип<br>индуктора      | Параметры индуктора  |                      |                     |
|------------------|---------------|----------------------|----------------------|---------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|---------------------|
|                  |               | Ширина<br>$b_M$ , мм | Высота<br>$h_M$ , мм | Длина<br>$L_P$ , мм |                       | Ширина<br>$b_S$ , мм | Высота<br>$h_S$ , мм | Длина<br>$L_S$ , мм |
| 1                | <b>050-2W</b> | 67/76                | 48,5/63,4            | 255                 | <b>050-4SA00-0AA0</b> | 58/75                | 11,8/14,8            | 120                 |
| 2,3              | <b>100-2W</b> | 96/105               | 48,5/63,4            | 255                 | <b>100-4SA00-0AA0</b> | 88/105               | 11,8/14,8            | 120                 |
| 4,5              | <b>100-3W</b> | 96/105               | 48,5/63,4            | 360                 |                       |                      |                      |                     |
| 6,7              | <b>100-4W</b> | 96/105               | 48,5/63,4            | 465                 |                       |                      |                      |                     |
| 8                | <b>100-5W</b> | 96/105               | 48,5/63,4            | 570                 |                       |                      |                      |                     |
| 9                | <b>150-2W</b> | 126/135              | 50,5/65,4            | 250                 | <b>150-4SA00-0AA0</b> | 118/135              | 13,8/16,8            | 120                 |
| 10               | <b>150-3W</b> | 126/135              | 50,5/65,4            | 360                 |                       |                      |                      |                     |
| 11               | <b>150-4W</b> | 126/135              | 50,5/65,4            | 465                 |                       |                      |                      |                     |
| 12               | <b>150-5W</b> | 126/135              | 50,5/65,4            | 570                 |                       |                      |                      |                     |
| 13,14<br>15      | <b>300-2W</b> | 141/151              | 64,1/79              | 382                 | <b>300-4SA00-0AA0</b> | 134/151              | 16,5/19,5            | 184                 |
| 16,17            | <b>300-3W</b> | 141/151              | 64,1/79              | 543                 |                       |                      |                      |                     |
| 18,19            | <b>300-4W</b> | 141/151              | 64,1/79              | 704                 |                       |                      |                      |                     |
| 20,21            | <b>450-2W</b> | 188/197              | 66,1/81              | 382                 | <b>450-4SA00-0AA0</b> | 180/197              | 18,5/21,5            | 184                 |
| 22,23<br>24,25   | <b>450-3W</b> | 188/197              | 66,1/81              | 543                 |                       |                      |                      |                     |
| 26,27<br>28,29   | <b>450-4W</b> | 188/197              | 66,1/81              | 704                 |                       |                      |                      |                     |
| 30,31            | <b>600-3W</b> | 248/257              | 64,1/86              | 543                 | <b>600-4SA00-0AA0</b> | 240/247              | 16,5/26,5            | 184                 |
| 32,33<br>34      | <b>600-4W</b> | 248/257              | 64,1/86              | 704                 |                       |                      |                      |                     |
| 35,36            | <b>900-2W</b> | 342/351              | 66,1/88              | 382                 | <b>900-4SA00-0AA0</b> | 334/341              | 18,5/28,5            | 184                 |
| 37,38<br>39      | <b>900-4W</b> | 342/351              | 66,1/88              | 704                 |                       |                      |                      |                     |

Первая цифра в условном обозначении двигателя относится к его типоразмеру 050, 100, 150.... Двигатели одного типоразмера выделены в табл. 19.7 фоном. Вторая цифра соответствует числу трёхфазных катушечных секций, входящих в якорь (2, 3, 4...).

Как показано в начале главы, элементарная линейная машина имеет в своем составе 6 сосредоточенных катушек, образующих две трёхфазные секции. Каждая трёхфазная секция создает одно полное полюсное деление НС якоря, а две секции – два полных полюсных деления. Им должно соответствовать (для диаметральной обмотки) четыре магнита индуктора



чередующейся полярности. Такую конструкцию можно назвать элементарной линейной машиной.

При «длинном» индукторе и неизменной ширине магнитов усилие якоря будет прямо пропорционально расти с увеличением числа трёхфазных секций в обмотке якоря. Поэтому, внутри одного типоразмера двигателя 1FN3 отличаются якорями с разным числом секций 2, 3, 4 и 5 (рис. 19.10). Все они совместимы с модулями индуктора той же ширины (длиной постоянных магнитов).

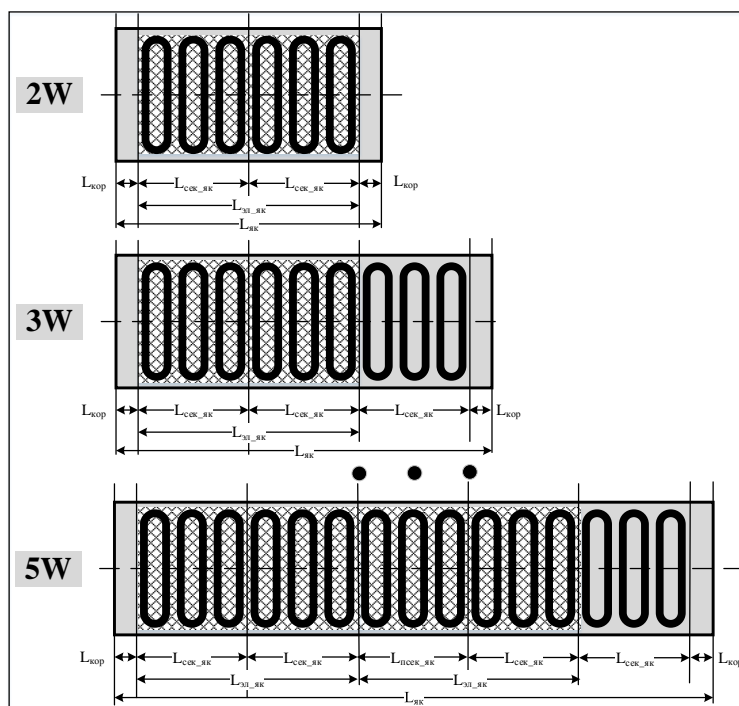


Рис. 19.10 Варианты конструкции модулей якоря

### Комментарий

- 1) Модуль якоря минимальной длины содержит две трехфазные катушечные секции (обозначение –  $2W$ ), способные создать одну «элементарную» линейную машину с осевой длиной  $L_{эл\_як}$  (и двумя парами полюсов).
- 2) Модуль якоря с обозначением  $4W$  состоит из двух «элементарных» машин, а модули  $3W$  и  $5W$  – из 1,5 и 2,5 «элементарных» машин, соответственно.
- 3) С учетом одинаковой осевой длины корпусных элементов  $L_{кор}$  для всех якорей одного типоразмера, числа трёхфазных секций в конкретном модуле  $k_w$ , полная длина якоря окажется равной:

$$L_{як} = k_w \cdot L_{сек\_як} + 2 \cdot L_{кор}. \quad (19.4)$$

- 4) С учетом (19.4) и табл. 19.7 справедливо:

- а. Все модули якоря серии 1FN3 стандартизованы по двум вариантам осевых длин трёхфазной катушечной секции с параметрами, представленными в табл. 19.8. Примеры:  
 Для якоря 100-2W  $L_{\text{як}} = 2 \cdot 105 + 2 \cdot 22,5 = 255$  мм.  
 Для якоря 300-3W  $L_{\text{як}} = 3 \cdot 161 + 2 \cdot 30,0 = 543$  мм.
- б. При переходе к двигателю с большим усилием внутри одного типоразмера длина якоря увеличивается на длину одной трёхфазной секции. Пример:  
 Для якоря 300-4W:  $L_{\text{як}} = 543 + 161 = 704$  мм (см. значение  $L_p$ ).

Таблица 19.8 Унифицированные длины элементов внутри типоразмеров

| Типоразмеры        | Унифицированные параметры     |                            |                           |
|--------------------|-------------------------------|----------------------------|---------------------------|
|                    | Длина трёхфазной секции якоря | Длина стенки корпуса якоря | Длина модуля индуктора    |
|                    | $L_{\text{сек\_як}}$ , мм     | $L_{\text{кор}}$ , мм      | $L_{\text{мод.инд}}$ , мм |
| 050, 100, 150      | 105                           | 22,5                       | 120                       |
| 300, 450, 600, 900 | 161                           | 30                         | 184                       |

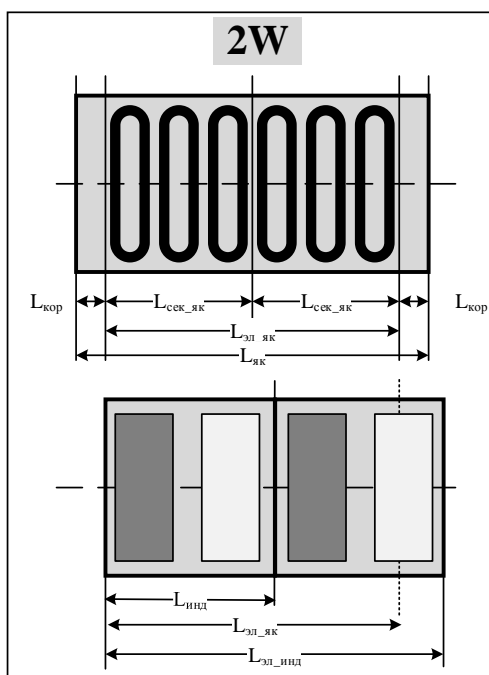


Рис. 19.11 Соответствие модулей якоря и индуктора для двигателя 100-2W

Модуль индуктора должен состоять из четного числа магнитов попарно противоположной полярности, из которых «встык» собирается «магнитная» дорога заданной длины. В данной серии в составе модуля индуктора два магнита и длина модуля немного превышает длину одной трёхфазной секции якоря (табл. 19.8), т.е. одной пары полюсов якорной

обмотки (рис. 19.11). Это связано с тем, что обмотка якоря является не диаметральной, а *укороченной*. Укорочение выполнено для максимальной взаимной оптимизации полей якоря и индуктора с целью получения машины, приближенной к идеальной синусоидальной.

Так как якорная обмотка укорочена, чрезмерный рост числа трёхфазных секций может привести не к увеличению, а к уменьшению тягового усилия. Поэтому максимальное число таких секций не превышает пяти.

Коэффициент укорочения, рассчитанный как отношение полного полюсного деления поля якоря к полному полюсному делению индуктора, для всех двигателей серии одинаков – 0,875.

### 19.5.3. Основные технические данные

В табл. 19.9 и 19.10 представлены технические данные некоторых двигателей 1FN3 при водяном охлаждении, в том числе параметры механической характеристики при напряжении питания инвертора 600 В: максимальная номинальная скорость  $V_{\max}(F_N)$  и максимальная скорость при максимальном усилии  $V_{\max}(F_{\max})$ , а также удельное усилие якоря и усилие притяжения якоря к индуктору.

Вес якоря и удельное усилие указаны при двух вариантах системы охлаждения: стандартной жидкостной и/прецизионной. Предельное ускорение – для якоря без/с дополнительным прецизионным охлаждением.

Таблица 19.9 Технические данные линейных двигателей 1FN3

| N               | Ном. усилие $F_N$ , Н | Макс. усилие $F_{\max}$ , Н | Максим. ном. скор. $V_{\max}(F_N)$ , м/с | Максим. скор. $V_{\max}(F_{\max})$ , м/с | Вес якоря, $m_a$ , кг | Удельн. усилие, $F_{уд}$ , Н/кг | Усилие притяжения як. к индук. $F_{прит}$ , Н |
|-----------------|-----------------------|-----------------------------|--|--|-----------------------|---------------------------------|---|
| <b>1FN3 050</b> |                       |                             |  |  |                       |                                 |   |
| 1               | 200                   | 550/2,75                    | 6,22                                     | 2,43                                     | 2,4/2,9               | 83,3/70,0                       | 1330/6,7                                      |
| <b>1FN3 100</b> |                       |                             |  |  |                       |                                 |   |
| 2               | 450                   | 1000/2,2                    | 4,95                                     | 2,18                                     | 3,8/4,4               | 118,4/102,2                     | 2650/5,9                                      |
| 3               |                       | 2                           | 8,28                                     | 3,95                                     |                       |                                 |   |
| 4               | 675                   | 1650/2,4                    | 4,62                                     | 2,00                                     | 5,4/6,2               | 125,0/108,9                     | 39805/5,9                                     |
| 5               |                       | 4                           | 8,28                                     | 3,95                                     |                       |                                 |   |
| 6               | 900                   | 2200/2,4                    | 4,95                                     | 2,18                                     | 7,4/8,5               | 121,6/105,9                     | 5310/5,9                                      |
| 7               |                       | 4                           | 8,28                                     | 3,95                                     |                       |                                 |   |
| 8               | 1125                  | 2750/2,4                    | 4,25                                     | 1,82                                     | 9,1/10,4              | 123,6/108,2                     | 6630/5,9                                      |

Продолжение табл. 19.9

| <b>1FN3 900</b> |      |                |             |      |               |                 |            |
|-----------------|------|----------------|-------------|------|---------------|-----------------|------------|
| 35              | 4050 | 10350/2,<br>56 | 2,66        | 1,08 | 28,2/29<br>,7 | 143,6/136,<br>4 | 20600/5,09 |
| 36              |      |                | 4,22 (1,59) | 1,92 |               |                 |            |
| 37              | 8100 | 20700/2,<br>56 | 2,66        | 1,08 | 56,2/58<br>,9 | 144,1/137,<br>5 | 41210/5,09 |
| 38              |      |                | 3,38 (1,27) | 1,47 |               |                 |            |
| 39              |      |                | 4,22 (1,25) | 1,92 |               |                 |            |

Таблица 19.10 Технические данные линейных двигателей 1FN3 (продолжение)

| <b>N</b>        | <b>Номинал.<br/>лин. ток<br/><math>I_{ном}, А</math></b> | <b>Макс.<br/>лин.ток<br/><math>I_{макс}, А</math><br/>(кратность)</b> | <b>Рекоменд.<br/>лин. токи<br/>для<br/>инвертора<br/><math>I/I_{max}</math></b> | <b>Потери<br/>мощности в<br/>номинал.<br/>режиме<br/><math>\Delta P, Вт</math></b> | <b>Расчет.пик.<br/>потреб.<br/>мощн./КПД<br/><math>P_{расч}/\eta,</math><br/>кВт/%</b> | <b>Предельн.<br/>ускорение<br/>якоря при<br/>хол. ходе<br/><math>a_{макс}, м/с^2</math></b> |
|-----------------|--|---|---|--|--|---|
| <b>1FN3 050</b> |  |   |   |  |  |   |
| 1               | 2,7  | 8,2 (3,03)  | 5/10  | 310  | 4,1 /92%   | 229/189   |
| <b>1FN3 100</b> |  |   |   |  |  |   |
| 2               | 5,1  | 13,5 (2,65)   | 9/18  | 550  | 6,3/91%  | 263/227   |
| 3               | 8,1  | 21,5 (2,65)   | 18/36   | 550  | 8,3/93%  |   |
| 4               | 7,2  | 19,1 (2,65)   | 18/36   | 820  | 9,2/91%  | 305/266   |
| 5               | 12,1   | 32,2 (2,66)   | 18/36   | 830  | 12,4/93%   |   |
| 6               | 10,1   | 27 (2,66)   | 18/36   | 1100   | 12,6/91%   | 297/258   |
| 7               | 16,1   | 43 (2,67)   | 28/56   | 1100   | 16,6/93%   |   |
| 8               | 11   | 29,5 (2,67)   | 18/36   | 1320   | 14,4/91%   | 302/264   |
| ●●●             |  |   |   |  |  |   |
| <b>1FN3 900</b> |  |   |   |  |  |   |
| 35              | 24,7   | 69,5  | 56/112  | 2940   | 34,5/91%   | 367/348   |
| 36              | 36,7   | 103,3   | 56/112  | 2670   | 41/93%   |   |
| 37              | 49,4   | 138,9   | 70/140  | 5890   | 68,7/91%   | 368/351   |
| 38              | 60,6   | 170,3   | 140/210   | 5830   | 76,5/92%   |   |
| 39              | 73,5   | 206,5   | 140/210   | 5340   | 81,9/93%   |   |

## Выводы

1. Номинальное усилие для серии двигателей находится в диапазоне от 200 до 8000 Н (от 20 кг до 800 кг).
2. Номинальная скорость для всей серии двигателей находится в диапазоне от единиц м/с до десятков м/с. При этом двигатели с большим усилием имеют меньшую номинальную скорость.
3. Серия линейных двигателей рассчитана на максимальную потребляемую мощность от единиц до десятков кВт (до 80 кВт) и на линейные токи от единиц до двух сотен ампер.
4. Максимально допустимое усилие примерно в 2,5 раза больше номинального длительно допустимого усилия.

5. Скорость, при которой двигатель может работать с максимальным усилием, примерно вдвое ниже номинальной скорости. С ростом скорости максимальное усилие должно автоматически ограничиваться системой управления.
6. Используются стандартные трёхфазные инверторы с напряжением в звене постоянного тока 600 В и двухкратной перегрузочной способностью по току.
7. Линейные двигатели работают при высоких удельных нагрузках и требуют обязательного контура водяного охлаждения.
8. Эффективность прямого линейного привода велика – все двигатели серии имеют КПД, превышающий 91%.
9. Без системы жидкостного охлаждения значения номинальных тяговых усилий и максимального кратковременного усилия уменьшаются примерно в 2 раза.
10. Удельные усилия на один килограмм веса якоря достигают значений 140 Н/кг.
11. Силы притяжения якорей к индуктору минимум в 5 раз превышают тяговые усилия, что допускает размещение линейного привода даже на «потолке» или вертикальной стене.
12. Предельные ускорения якоря до 35g (350 м/с<sup>2</sup>) обеспечивают использование двигателей в высокодинамичных системах управления движениями.

*19.5.4. Ориентация на синусоидальное векторное управление.  
Параллельная работа трехфазных секций обмотки якоря*

Катушки якоря унифицированы по своим размерам. Одна элементарная машина состоит из шести катушек – двух трёхфазных секций. Число трёхфазных секций в якоре может увеличиваться до 3, 4 или 5 с одновременным увеличением развиваемого якорем усилия.

Катушки внутри трёхфазной секции могут быть объединены между собой по схеме «звезда» или «треугольник» (рис. 19.12). Полученные секции допускают их параллельную работу. При этом система управления должна контролировать общий терминальный ток. Равенство токов отдельных трехфазных секций обеспечивается высоким качеством изготовления двигателей.

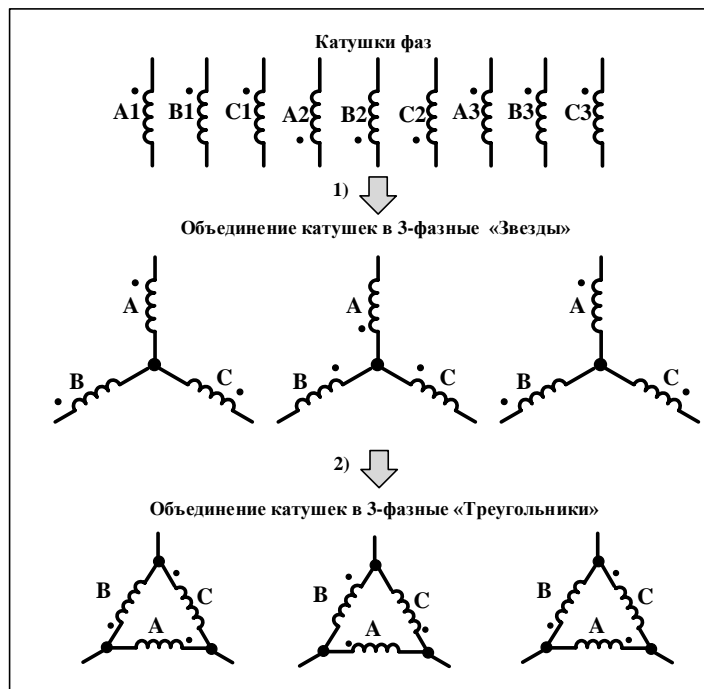


Рис. 19.12 Способы объединения катушек якоря в трёхфазные секции

В главе 8 описаны современные методы широтно-импульсной модуляции базовых векторов, применяемые ведущими производителями силовых преобразователей для управления любыми двигателями переменного тока.

Особенность этих методов в том, что обмотка исполнительного двигателя может быть соединена как по схеме звезды, так и треугольника. В любом случае реализуется синусоидальное управление вектором результирующего напряжения, обеспечивающее формирование синусоидальных фазных напряжений заданной амплитуды, а при наличии контура тока – синусоидальных фазных токов.

Если на выходе такого преобразователя нагрузка по схеме «звезда», то максимальная амплитуда вектора напряжения равна  $U_{dc}$ , которая реально должна быть ограничена для получения кругового годографа вектора напряжения и синусоидальных фазных напряжений на уровне  $U_{dc} \cdot (\sqrt{3}/2) = 0,866U_{dc}$  (рис. 19.13).

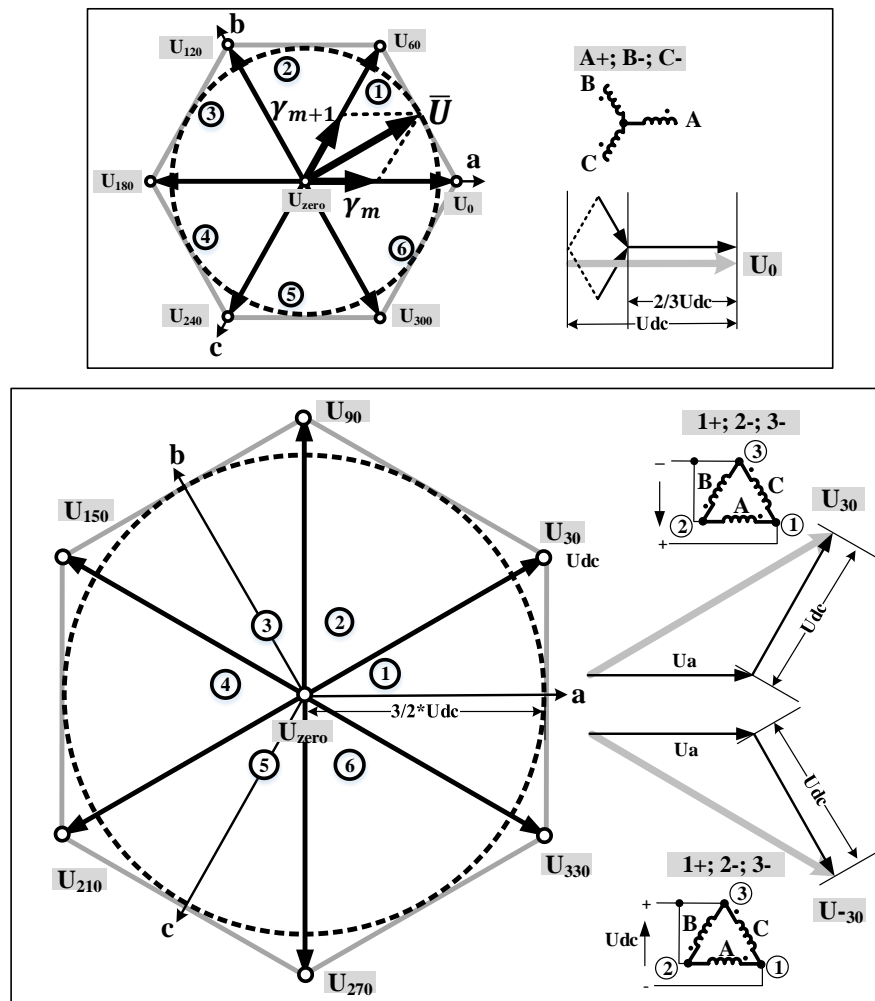


Рис. 19.13 Векторная ШИМ для управления трёхфазными обмотками, соединенными звездой и треугольником

Если нагрузка представляет собой трёхфазный треугольник, то базовые векторы напряжений меняются не только по фазе, но и по амплитуде. Так, в первом секторе это два базовых вектора  $U_{30}$  и  $U_{330}$ , амплитуда которых равна  $2 \cdot (\sqrt{3}/2) U_{dc} = \sqrt{3} \cdot U_{dc}$ . Для получения синусоидальной ШИМ амплитуда вектора результирующего напряжения ограничивается на уровне  $\sqrt{3} \cdot U_{dc} \cdot (\sqrt{3}/2) = (3/2) U_{dc} = 1,5 U_{dc}$ .

Таким образом, только за счет переключения схемы нагрузки со звезды на треугольник можно получить увеличение амплитуды вектора результирующего напряжения в  $\sqrt{3}$  раз, что хорошо известно в электротехнике.

Следовательно, схема обмотки якоря, состоящей из параллельно работающих трёхфазных «треугольников», может использоваться для повышения напряжения питания, расширения скоростного диапазона привода, при неизменном уровне напряжения питания инвертора (для всех двигателей это 600 В).

Покажем, как работает этот механизм на примере нескольких линейных двигателей (табл. 19.11). Так, в типоразмер 1FN3 100 входят пять подтипов с числом трёхфазных секций 2W, 3W, 4W, 5W. С учетом указанных в табл. Таблица 19.9 номинальных усилий якорей прежде всего убеждаемся, что номинальное усилие якоря складывается из суммы одинаковых номинальных усилий составляющих его трёхфазных секций.

Таблица 19.11 Пример изменения схемы трёхфазной секции со «звезды» на «треугольник»

|                 | Ном. усил. якоря $F_N$ , Н | Ном. усил. секции $F_W$ , Н | Ном. линейн. ток $I_N$ , А | Схема трёхфаз. секций | $k_N$<br>$I_{тр}/I_{зв}$ | Ном. скорость, $V_N$ , м/с | $k_V$<br>$V_{тр}/V_{зв}$ |
|-----------------|----------------------------|-----------------------------|----------------------------|-----------------------|--------------------------|----------------------------|--------------------------|
| <b>1FN3 100</b> |                            |                             |                            |                       |                          |                            |                          |
| 2 (2W)          | 450                        | 225                         | 5,1                        | «Зв.»                 |                          | 4,95                       |                          |
| 3 (2W)          |                            | 225                         | 8,1                        | «Тр.»                 | 1,59                     | 8,28                       | 1,67                     |
| 4 (3W)          | 675                        | 225                         | 7,2                        | «Зв.»                 |                          | 4,62                       |                          |
| 5 (3W)          |                            | 225                         | 12,1                       | «Тр.»                 | 1,68                     | 8,28                       | 1,79                     |
| 6 (4W)          | 900                        | 225                         | 10,1                       | «Зв.»                 |                          | 4,95                       |                          |
| 7 (4W)          |                            | 225                         | 16,1                       | «Тр.»                 | 1,59                     | 8,28                       | 1,67                     |
| 8 (5W)          | 1125                       | 225                         | 11                         | «Зв.»                 |                          | 4,25                       |                          |
| •••             |                            |                             |                            |                       |                          |                            |                          |
| <b>1FN3 900</b> |                            |                             |                            |                       |                          |                            |                          |
| 35 (2W)         | 4050                       | 2025                        | 2,66                       | «Зв.»                 |                          | 1,08                       |                          |
| 36 (2W)         | 4050                       | 2025                        | 4,22                       | «Тр.»                 | 1,59                     | 1,92                       | 1,78                     |

Для получения больших номинальных скоростей при том же номинальном усилии выполняется переход от схемы соединения трёхфазных секций «Звезда» к схеме соединения «Треугольник». Такой переход допускает разгон двигателей при том же напряжении питания звена постоянного тока до существенно больших скоростей. Естественно, что номинальный линейный ток увеличивается, как это и должно быть.

В реальности фирма-производитель разработала несколько вариантов комбинирования разных трёхфазных секций в якоря для получения максимально широкой номенклатуры линейных двигателей как по тяговым усилиям, так и по скоростям.

## Вывод

Линейные двигатели фирмы Siemens являются одними из лучших в мире «силовых» линейных магнитоэлектрических двигателей с односторонним воздушным зазором по всем показателям, включая энергетические.



### **Контрольные вопросы**

- 1) Чем отличаются линейные двигатели с односторонним воздушным зазором?
- 2) Почему их относят к классу «железных» двигателей?
- 3) Имеется ли в таких двигателях реактивная составляющая усилия, связанная с зубчатой структурой якоря? Как она влияет на качество движения, в том числе на пульсации скорости?
- 4) Как идея секционирования якоря трёхфазными секциями расширяет номенклатуру продукции?
- 5) Объясните принцип ШИМ-модуляции базовых векторов на примере нагрузки со схемой соединения фаз в «треугольник»?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 20. ЛИНЕЙНЫЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ С ДВУСТОРОННИМ ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ. ТРУБЧАТЫЕ ДВИГАТЕЛИ

|         |   |     |
|---------|---|-----|
| 20.1.   | Линейные двигатели с двусторонним воздушным зазором.....  | 482 |
| 20.2.   | «Безжелезные» линейные двигатели с индукторами щелевого типа  | 484 |
| 20.2.1. | Конструкция индуктора.....  | 484 |
| 20.2.2. | Принцип действия линейного «безжелезного» двигателя.....  | 485 |
| 20.2.3. | Конструкция якоря.....  | 486 |
| 20.3.   | Недостатки и проблемы использования традиционных линейных прямых приводов в станкостроении и системах автоматизации ..... | 487 |
| 20.4.   | «Трубчатые» линейные двигатели.....   | 491 |
| 20.4.1. | Возможные конструкции «трубчатых» линейных двигателей   | 491 |
| 20.4.2. | Основные физические принципы работы трубчатых линейных двигателей .....   | 493 |
| 20.4.3. | Преимущества трубчатых линейных двигателей .....  | 495 |
| 20.5.   | Быстродействующие линейные приводы. Требования к системам управления .....  | 496 |

### 20.1. Линейные двигатели с двусторонним воздушным зазором

В линейных двигателях, рассмотренных в предыдущей главе, имеется только один рабочий воздушный зазор. Якорная обмотка, уложенная в пазы «железа» якоря, создает значительные тяговые усилия. Казалось бы, эффективность двигателя можно еще повысить, используя двусторонний плоский якорь, с одной и другой стороны которого находятся индукторы с постоянными магнитами.

Одна из возможных конструкций показана на рис. 20.1. Два якоря линейных двигателей с односторонними воздушными зазорами объединены жестко в одну конструкцию, в верхней части которой имеется рабочий столик для установки инструмента или обрабатываемой детали (для соединения с нагрузкой). Обе боковые вертикальные поверхности якорей через воздушный зазор взаимодействуют со своими индукторами. Такой двигатель можно назвать двигателем с «П-образной» конструкцией якоря или с «U-образной» конструкцией магнитной дороги.

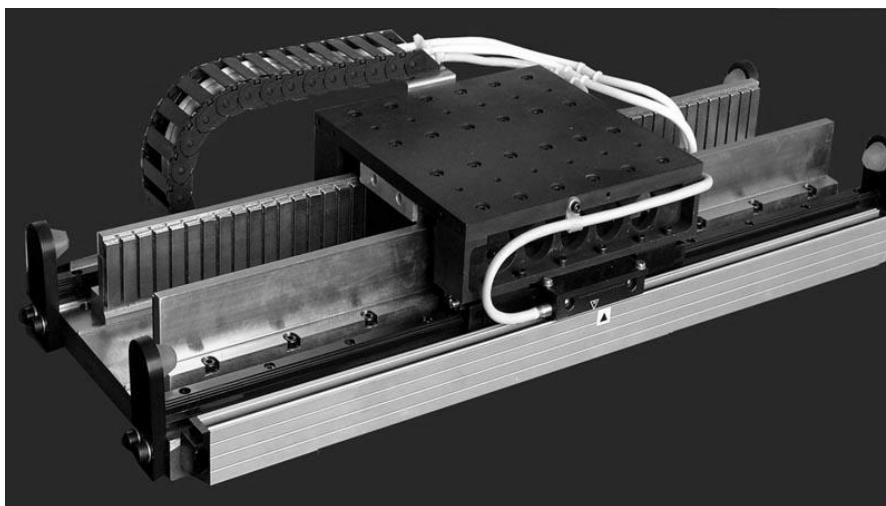


Рис. 20.1 Линейный двигатель с «П-образным» двусторонним якорем и «U-образной» магнитной дорогой

Конструктивная жесткость обеспечивается направляющими скольжения или качения, которые воспринимают все внешние силовые возмущения (в том числе, разворотные).

Главный недостаток такой конструкции – сложность одновременной юстировки сразу двух воздушных зазоров, высокие требования к механической жесткости индукторов. Поэтому, реализация таких приводов может быть целесообразной только при ограниченной величине хода.

Однокоординатный «позиционер» на рис. [20.1](#) имеет пристроенный линейный оптический датчик положения, а также все необходимые элементы комплектного электропривода, в том числе ограничивающие упоры и кабельный раскладчик.

Возможны два варианта реализации магнитных систем в якорях подобного типа:

1. Оба якоря полностью автономны – простое механическое объединение двух конструкций якорей с односторонним воздушным зазором.
2. Якорь имеет один общий пакет «железа» с пазами с двух сторон и общей спинкой якоря, которая одновременно используется двумя двигателями в качестве «замыкателя» магнитных потоков.

Вторая конструкция предполагает, что направление магнитных полей, создаваемых магнитами с двух противоположных сторон магнитной дороги, – встречное: противоположные магниты имеют одинаковую полярность в направлении воздушных зазоров. Как результат – магнитные потоки каждого якоря направлены навстречу друг другу и замыкаются по общей «железной» спинке единого якоря.

В любом случае недостаток конструкции сохраняется: уменьшение воздушного зазора с одной из сторон вызывает резкое увеличение усилия

притяжения якоря к одному из индукторов и уменьшение усилия притяжения ко второму. Это может быть причиной вибраций, шумов и даже заклиниваний.

Дальнейшим развитием этой идеи является переход к полностью «безжелезному» тонкому якорю, который не притягивается ни к одному из индукторов.

## **20.2. «Безжелезные» линейные двигатели с индукторами щелевого типа**

По аналогии с двигателями с аксиальным магнитным потоком вращательного типа (AFPM), которые активно развиваются в последнее время, в том числе для тяговых применений, возможна конструкция линейного двигателя с «безжелезным» якорем, содержащим только обмотку и немагнитные конструкционные материалы, обеспечивающие ее жесткость.

### *20.2.1. Конструкция индуктора*

Индуктор выполняется двусторонним и представляет собой две металлические полосы с наклеенными на них постоянными магнитами, соединенными между собой жестким основанием (рис. 20.2). Возможны варианты, когда эти полосы являются непроводящими в магнитном отношении и проводящими, выполняющими функцию обратных «замыкателей» магнитных потоков.

Направление полюсов магнитов в таких индукторах согласованное (N-S), так что магнитный поток через воздушный зазор сквозной, и «замыкатели» магнитного потока и с той, и с другой стороны «магнитной дороги» в общем случае необходимы. Эту функцию обычно выполняют цельные стальные магнитопроводящие пластины. Недостаток: неизбежные потери на перемагничивание в стали статора, которая в этом случае является нешихтованной.



Рис. 20.2 «U-образные» индукторы «безжелезных» линейных двигателей

### 20.2.2. Принцип действия линейного «безжелезного» двигателя

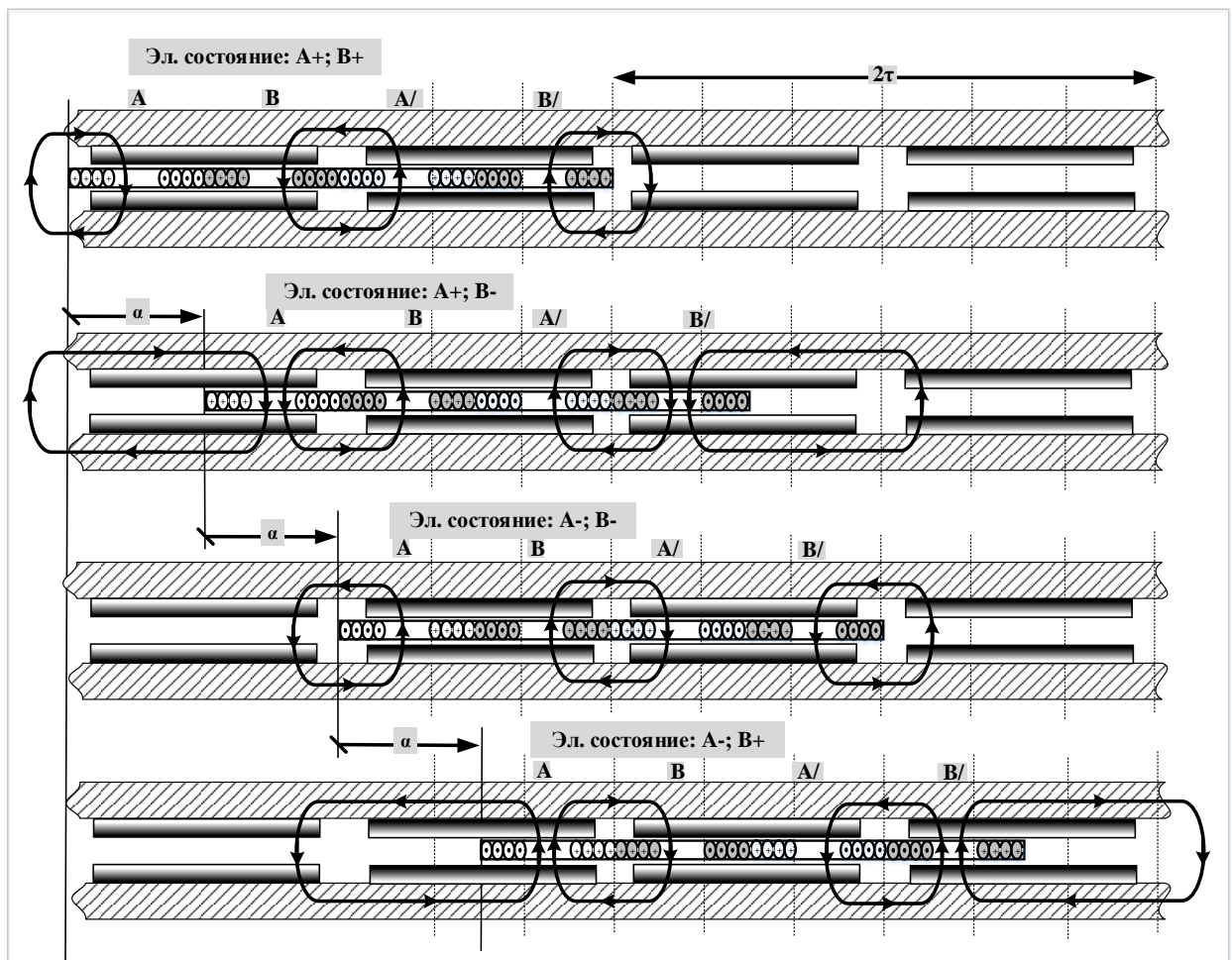


Рис. 20.3 Принцип действия двухфазного линейного «безжелезного» двигателя

Принцип действия рассмотрим на примере двухфазного линейного двигателя с индуктором щелевого типа (рис. 20.3). На специальных направляющих в пазу индуктора может перемещаться якорь, состоящий только из обмотки.

Обмотка якоря *катушечная сосредоточенная*. Оси катушек расположены в направлении, перпендикулярном рисунку. Порядок расположения фазных катушек *A, B, A/, B/*. Четыре катушки – это минимальное число для двухфазных машин, способное при биполярном управлении создать перемещающееся магнитное поле якоря (одно полное полюсное деление).

Пусть двигатель работает в режиме парной разнополярной коммутации как обычный шаговый двигатель. Для четырех возможных электрических состояний якоря на рис. 20.3 показаны его установившиеся механические состояния, а также упрощенная схема замыкания общих (суммарных) магнитных потоков. С каждой коммутаций якорь делает один конструктивный шаг, соответствующий четверти полного полюсного деления или 90 эл. град.

Создаваемое усилие – *активное*, в направлении увеличения общего магнитного потока постоянных магнитов индуктора и обмотки якоря, увеличения взаимной индуктивности контура возбуждения постоянных магнитов и обмотки якоря. Это усилие можно рассматривать и как *электродинамическое* – результат взаимодействия магнитного поля, создаваемого постоянными магнитами с токами в активных проводниках якорных катушек (определяется по известному правилу «левой руки»).

При наличии датчика положения двигатель переходит в режим вентильного двигателя.

### 20.2.3. *Конструкция якоря*

Двигатели имеют подвижный якорь «Т-образного» типа, рассчитанный на относительно небольшие усилия: для преимущественного использования в линейных исполнительных устройствах – *актуаторах* и в *несиловом* приборном оборудовании.



Рис. 20.4 «Безжелезный» Т-образный якорь

Сосредоточенная катушечная обмотка залита термопроводящим компаундом и имеет жесткий немагнитный корпус, материал и конструкция которого являются «ноу-хау» каждой фирмы-изготовителя (рис. 20.4).

Используется в основном естественное воздушное охлаждение. На рис. 20.4 показан якорь, имеющий 6 катушечных обмоток (две трёхфазные секции), допускающий управление от обычных трёхфазных инверторов. В общем случае якорь может содержать произвольное число таких трёхфазных секций.

Индуктор содержит внутреннюю и внешнюю направляющие, по которым и перемещается якорь. Это могут быть направляющие скольжения или качения. Питание подводится к якорю сверху с помощью кабельного раскладчика.

Главная особенность линейных двигателей этого типа – отсутствие «железа» в якоре. Как результат – отсутствие сил магнитного притяжения между якорем и индуктором и реактивных фиксирующих усилий, связанных в «железных» двигателях с реактивными силами взаимодействия магнитов индуктора с зубчатой поверхностью якоря. Тяговое усилие определяется только величиной якорного тока.

Конструктив якоря должен иметь направляющие, ответная часть которых должна быть составной частью индуктора, чтобы обеспечить неизменность положения якоря относительно индуктора при любом положении якоря. При этом возможен гибкий подвод питания к якорю только со стороны его верхней части. Якорь приобретает «Т-образную» форму, в верхней части которой могут находиться:

- блок подключения питания с соответствующими разъемами;
- распределительная коробка, в которой выполняются все необходимые соединения между отдельными катушками якоря;
- дополнительная электроника, например, для поддержки встроенных в якорь датчиков Холла.

Якорь «безжелезного» линейного двигателя принципиально не может быть «силовым», поэтому двигатели такого типа имеют ограниченную мощность. Их основное преимущество – компактность при ограниченном ходе и высокие удельные показатели.

### **20.3. Недостатки и проблемы использования традиционных линейных прямых приводов в станкостроении и системах автоматизации**

Отметим важнейшие проблемы, которые сдерживают применение ранее описанных нами линейных двигателей в станко- и приборостроении и заставляют разработчиков искать новые решения:

- 1) Применение прямого линейного привода вместо «вращающегося» прототипа с кинематическим преобразователем движения оправдано только тогда, когда они обеспечивают большие максимальные линейные скорости, ускорения и замедления, обеспечивая *повышение производительности производственных машин при одновременном повышении точности и повторяемости движений*.
- 2) Магнитоэлектрические линейные двигатели *дороги* из-за высокой стоимости постоянных магнитов, особенно при больших ходах привода.
- 3) Считается, что в двигателях с односторонним воздушным зазором *эффективность использования постоянных магнитов* не превышает 50%. Переход к двигателям с двусторонним воздушным зазором только частично решает эту проблему. Если представить сечение якоря в виде квадрата, то было бы целесообразным использовать не одну, две, а все четыре его стороны для создания тягового усилия.
- 4) Конструкции плоских линейных «железных» двигателей с односторонним воздушным зазором имеют высокие удельные показатели, но не предельные. Переход к «безжелезным» двигателям с «U-образным» индуктором повышает удельные показатели вдвое. Однако, эти двигатели мало пригодны для «силовой» обработки деталей в станкостроении из-за *ограниченной жесткости конструкции и низкой мощности*.
- 5) В линейных двигателях с двусторонним якорем возникает сложная *технологическая проблема юстировки и стабилизации одновременно двух воздушных зазоров*.
- 6) В обмотках якоря выделяются существенные электрические потери («*потери в меди*»). Они пропорциональны квадрату тока и растут с увеличением мощности. Если в качестве обратных «замыкателей» магнитного потока в якоре используется обычная электротехническая сталь (шихтованная или нешихтованная), то в якоре возникают и потери на перемагничивание («*потери в стали*»).
- 7) Суммарные потери энергии в якоре могут стать столь значительными, что потребуются *система принудительного (жидкостного или масляного) охлаждения* якоря, которая конструктивно сложна, громоздка, но и дорога.
- 8) Система охлаждения должна располагаться на подвижном якоре, где обычно находится стол или полета для крепления обрабатываемой детали. *Конструктивно отвод тепла от якоря затруднен*.
- 9) Даже небольшие изменения температуры отдельных элементов в прецизионных приводах влияют на точность обработки деталей и требуют специальных мер по *температурной стабилизации оборудования*. В



результате теплового нагрева рабочего стола он может расширяться, что приводит к деформациям, перекосам, к потере точности.

- 10) Если система охлаждения якоря отсутствует, то его температура может достигать 100°C и выше, при которых ни о какой прецизионной точности обработки деталей речь уже не идет.
- 11) Система принудительного охлаждения необходима, но она увеличивает массу якоря, ухудшает динамические показатели линейного привода, увеличивает его стоимость, включая стоимость обслуживания.
- 12) Гибкий подвод и отвод охлаждающей жидкости к системе охлаждения на якоре требует *неординарных конструктивных решений*.
- 13) Во всех линейных двигателях с односторонним воздушным зазором между якорем и индуктором кроме основного полезного усилия действует сила притяжения якоря к индуктору, значение которой почти на порядок больше величины полезного усилия (может достигать сотен килограмм). Это усилие воспринимается направляющими, *увеличивая потери на трение в них и износ*. Снижается общий КПД привода.
- 14) «Железные» линейные двигатели имеют высокую *чувствительность* к величине воздушного зазора между якорем и индуктором, что затрудняет сборку и юстировку привода (зазор выставляется с точностью до микрон, причем по всей рабочей длине машины).
- 15) Во всех линейных машинах с «железными» магнитопроводами кроме основной активной составляющей усилия присутствует еще и *реактивное усилие* – следствие взаимодействия постоянных магнитов индуктора с зубчатой поверхностью якоря. Оно вызывает мгновенные *пульсации скорости якоря*, как на высоких, так и на низких рабочих скоростях. Это главная проблема для прецизионных станков, ухудшающая качество обработки деталей.
- 16) Наличие «железа» в якоре приводит и к тому, что даже при отсутствии тока возникает *«фиксирующее»* усилие, стремящееся переместить якорь в одно из устойчивых положений. Индуктор представляет собой как бы «стиральную доску», вдоль которой перемещается якорь, попадая попеременно в устойчивые или неустойчивые положения. Система управления должна строиться с учетом этого фактора, например, содержать *средства предварительной калибровки электрических состояний*, что заметно усложняет ее.
- 17) Традиционные методы борьбы в электрических машинах с «паразитными» реактивными моментами для линейных «железных» машин реализуются скосом постоянных магнитов (вместо прямоугольной

формы используется форма параллелограмма). Но это – усложнение конструкции индуктора и увеличение его стоимости.

- 18) Самая большая проблема в линейных «безжелезных» двигателях – обеспечение *конструктивной прочности «безжелезной» якорной обмотки*, которая должна воспринимать основное тяговое усилие при небольшом поперечном размере, чтобы поместиться в узком воздушном зазоре щелевого индуктора.
- 19) Существенной проблемой является и *отвод тепла от «безжелезного» якоря*, расположенного в узком воздушном зазоре. Переход к субмикронным точностям в станкостроении станет возможным тогда, когда тепловые расширения «безжелезных» якорей не будут сказываться на точности перемещений.
- 20) Переход к высокодинамичным линейным приводам с «безжелезными» обмотками, в которых индуктивности фаз минимальны, требует силовых преобразователей, работающих на *высоких частотах коммутации силовых ключей*, а также быстродействующих помехозащищенных (скорее всего оптических) каналов связи между якорями и инверторами или даже *полной интеграции электронного преобразователя в якорь линейного двигателя*.
- 21) Технологии *конструктивной интеграции линейного двигателя, силового преобразователя и системы цифрового управления в одном устройстве* только начинают развиваться и еще далеки от серийного промышленного освоения.

Отмеченные выше проблемы заставили ведущие промышленные фирмы разрабатывать другие конструкции линейных двигателей с меньшим влиянием негативных факторов. В результате на рынке появились так называемые «*трубчатые*» линейные двигатели или двигатели с «*цилиндрическим*» индуктором. Конструкция линейных двигателей оказалась столь удачной, что их использование в станкостроении оказалось технически и экономически целесообразным.

Сегодня большинство ведущих мировых производителей линейных двигателей имеет в составе своей продукции целые серии «*трубчатых*» линейных двигателей. По своим техническим параметрам они вполне конкурируют с «*U-образными*» линейными двигателями, а по технологичности использования часто имеют существенные преимущества.

## 20.4. «Трубчатые» линейные двигатели

### 20.4.1. Возможные конструкции «трубчатых» линейных двигателей

В основе технологии прямых линейных приводов с «*трубчатыми*» двигателями лежит идея максимально полного использования воздушного зазора между индуктором из постоянных магнитов и «безжелезным» якорем. По существу, это предельный случай «*U-образных*» двигателей, когда воздушный зазор вокруг цилиндрического (стержневого) индуктора из постоянных магнитов превращается в кольцевой зазор, в котором полностью располагается обмотка якоря, занимающая всю площадь зазора.

На рис. 20.5 показан общий вид трубчатого линейного двигателя.

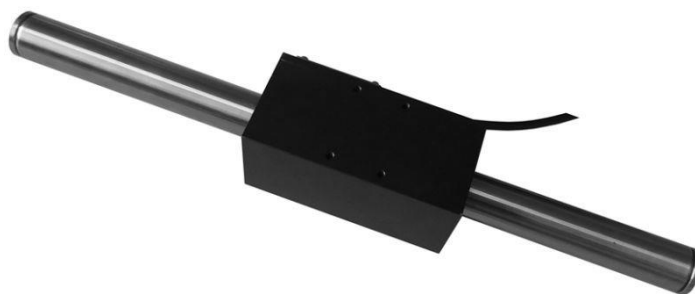


Рис. 20.5 Линейный «безжелезный» двигатель с трубчатым якорем и стержневым индуктором с постоянными магнитами

- Индуктор представляет собой набор цилиндрических постоянных магнитов или магнитов кольцевого типа со встречной намагниченностью собранных в стержень по оси предполагаемого движения;
- Индуктор одновременно выполняет функцию «магнитной дороги» и одной из направляющих;
- Возможное решение – полый стержень на базе тонкостенной прочной трубы из нержавеющей стали, внутри которой находятся кольцевые постоянные магниты, стянутые в единую конструкцию по оси индуктора прочной металлической шпилькой;
- Якорь также выполнен в виде внешней трубы, внутренняя часть которой содержит кольцевую сосредоточенную катушечную обмотку, охватывающую по внутреннему диаметру стержневой индуктор;
- Якорь одевается на индуктор и может перемещаться относительно индуктора почти без трения или с минимальным трением. Для этой цели используются специальные пластиковые покрытия, являющиеся «*ноу-хау*» фирм-изготовителей;

- Обмотка якоря может быть двух- или, чаще всего, трёхфазной и коммутироваться от внешнего неподвижного инвертора с помощью гибкого кабеля, подводимого к якорю с помощью кабелеукладчика;
- Дополнительно в якорь могут встраиваться датчики на элементах Холла для автокоммутации двигателя – получения режима бесколлекторного двигателя постоянного тока BLDC;
- В верхней части якоря обычно имеется монтажная площадка, которая обеспечивает передачу тягового усилия с якоря на нагрузку и (возможно) соединение с другой направляющей, стабилизирующей положение якоря в пространстве;
- В каждом конце «магнитной дороги» устанавливаются опоры, фиксирующие положение оси привода (индуктора) относительно объекта;
- Оконечные участки могут содержать также устройства безопасности (отбойники), датчики конечных положений и пр.

Внешний вид возможного привода оси на базе трубчатого линейного двигателя «в сборе» показан на рис. 20.6. Индуктор неподвижен и выполняет функцию статора. Якорь подвижен и выполняет функцию «бегунка». Стержень индуктора и внутренняя цилиндрическая поверхность якоря покрыты слоем *специального пластика, имеющего очень маленький коэффициент трения скольжения*, так что якорь и индуктор вместе образуют *цилиндрический подшипник скольжения*, не требующий смазки и имеющий большой срок службы. Пластиковый подшипник одновременно выполняет функцию жесткой стабилизации воздушного зазора во всех радиальных направлениях.



Рис. 20.6 Линейный «трубчатый» двигатель в сборе – однокоординатный позиционер

Вокруг обкладки линейного подшипника, расположенной на внутренней стороне якоря, намотаны цилиндрические катушечные обмотки якоря. Причем якорь, как и индуктор – полностью «безжелезный», что исключает образование реактивных усилий взаимодействия между ними.

Все элементы якоря заключены в прочный оребренный немагнитный корпус (сплав алюминия), обеспечивающий естественное воздушное охлаждение, а также крепление якоря к рабочему столу или инструменту.

#### 20.4.2. Основные физические принципы работы трубчатых линейных двигателей

Принцип действия трубчатого линейного двигателя поясняется рис. 20.7.

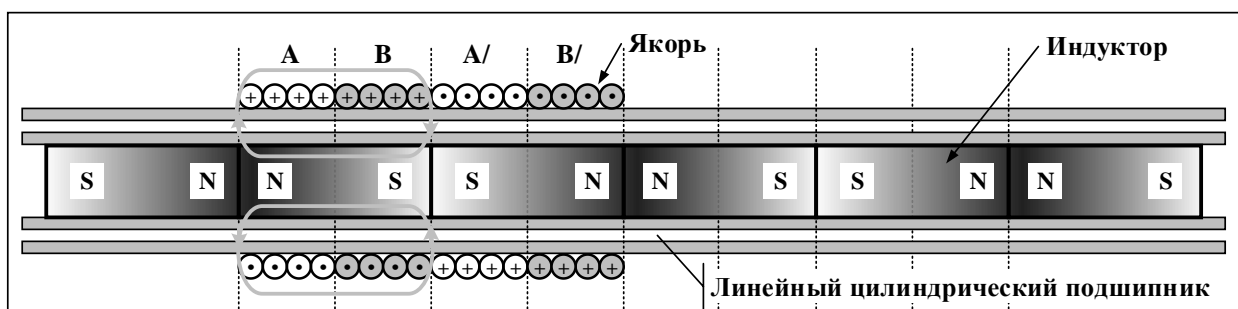


Рис. 20.7 Упрощенная конструкция трубчатого линейного двигателя

Внутренняя часть индуктора – набор из цилиндрических постоянных магнитов встречной направленности, создающих в воздушном зазоре магнитное поле радиального направления: в районе северных полюсов магнитный поток выходит из индуктора, а южных – входит в него. Якорь – набор катушечных обмоток, создающих магнитное поле той же полюсной структуры, что и индуктор. В данном примере якорь двухфазный, состоящий из 4-х сосредоточенных катушек, установленных в порядке  $A, B, A', B'$  и создающих магнитное поле с тем же числом полюсов, что и индуктор.

Принцип действия не отличается от принципа действия любого магнитоэлектрического двигателя: якорь перемещается в том направлении, в котором магнитное поле якоря максимально усиливает магнитное поле индуктора – в направлении максимальной взаимной индуктивности обмотки якоря с эквивалентной обмоткой индуктора (на рис. 20.7 показано установившееся положение якоря для электрического состояния якоря  $A+, B+$ ).

Можно считать, что двигатель *электродинамического* типа. На каждый проводник с током якоря действует сила в соответствии законом Ампера (правилом левой руки): силовые линии магнитного поля, созданного постоянными магнитами индуктора, входят в ладонь, вытянутые указательные пальцы показывают направление тока в проводнике, а отогнутый большой палец – направление усилия, действующего на проводник (рис. 20.8). Обратите внимание, что в установившемся режиме суммарное усилие, действующее в осевом направлении на проводники

катушки фазы A, уравнивается суммарным усилием, действующим на проводники катушки B/ (то же для катушек A/ и B). Для того чтобы двигатель сделал шаг, нужно изменить электрическое состояние якоря, например, в соответствии с режимом парной биполярной коммутации.

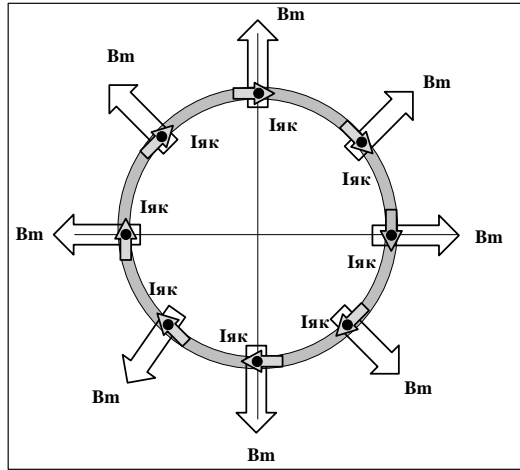


Рис. 20.8 Направление линий индукции магнитного поля, ток в витке якоря и направление действующего на виток усилия (на нас).

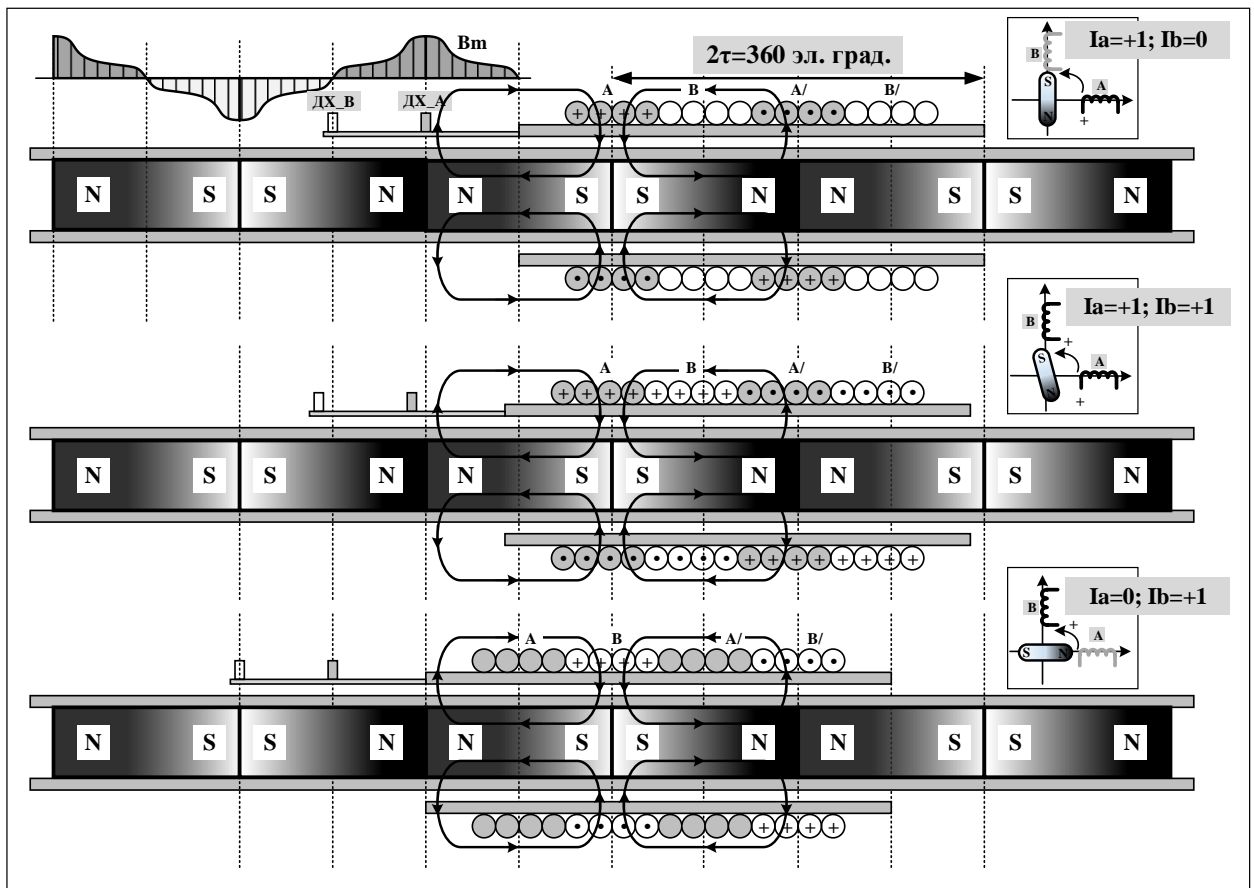


Рис. 20.9 Работа трубчатого двигателя в режиме БДПТ

На рис. 20.9. иллюстрируется работа трубчатого двигателя в режиме БДПТ с управлением по сигналам датчиков Холла ДХ\_А и ДХ\_В. Датчики встроены в якорь и контролируют индукцию магнитного поля  $V_m$ ,

создаваемую постоянными магнитами индуктора (обратите внимание на несинусоидальную форму индукции на полюсном делении машины). Справа – аналогия с синхронной машиной вращательного типа.

### 20.4.3. *Преимущества трубчатых линейных двигателей*

- Магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами индуктора, используется полностью. Это позволяет получить *значительные тяговые усилия при меньших значениях токов якоря*. Так как электрические потери в обмотке якоря (омические) пропорциональны квадрату тока, они *сокращаются, уменьшается тепловыделение в якоре* – можно отказаться от технически сложного жидкостного охлаждения якоря.
- Каждый миллиметр каждого витка катушки якоря используется полностью. Обмотка якоря не имеет лобовых частей. При существенно нелинейной форме распределения индукции по осевой длине индуктора общее тяговое усилие строго пропорционально величине тока якоря;
- Нет необходимости в синусоидальной форме индукции в зазоре, и преимущества получает более простой метод управления – бесколлекторный привод постоянного тока БДПТ (BLDC);
- В якоре нет «железа» и потери на его перемагничивание отсутствуют. Есть только электрические потери, которые могут быть эффективно отведены внешним корпусом якоря;
- Якорь «безжелезный» – нет сил радиального тяжения между якорем и индуктором. Подшипники скольжения работают практически в идеальных условиях (без радиальной нагрузки);
- Нет фиксирующего усилия. Нет пульсаций тягового усилия на любых скоростях движения якоря, что гарантирует высокую плавность перемещения якоря и высокое качество обрабатываемой поверхности в станочных применениях. По данным ведущих изготовителей пульсации максимальной линейной скорости не превышают тысячных долей процента;
- За счет симметричной конструкции двигателя колебания величины воздушного зазора практически не сказываются на величине тягового усилия, которое определяется исключительно величиной мгновенного тока в обмотке якоря;
- Сборка трубчатого линейного двигателя и его монтаж на объект существенно упрощаются: отсутствует необходимость тщательной юстировки воздушных зазоров;

- Подшипник скольжения не требует смазки и работает практически бесшумно, не подвергаясь износу.
- Повышается ремонтпригодность, так как монтаж и демонтаж выполняются просто, без необходимости юстировки воздушных зазоров.
- Трубчатые линейные двигатели при тех же выходных характеристиках потребляют примерно на 50% меньше электрической энергии, чем «U-образные» линейные двигатели. В «U-образных» двигателях только часть проводников якоря находится под углом  $90^\circ$  к вектору индукции магнитного поля. Остальные проводники входят в лобовые части обмотки и практически не создают усилия, а токи в них все равно протекают, при этом выделяются омические потери. Именно уменьшенные до предела электрические потери и полное отсутствие потерь на перемагничивание позволяют считать трубчатые двигатели энергоэффективными.
- При меньшем энергопотреблении (почти вдвое) снижаются эксплуатационные расходы на содержание станка.
- Линейный трубчатый двигатель по принципу действия полностью аналогичен обычному синхронному двигателю с постоянными магнитами на роторе. Он может работать как в режиме шагового двигателя, так и в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока;
- Отсутствует необходимость получения синусоидальности индукции постоянных магнитов по оси движения. Вместо системы управления с синусоидальными токами (BLAC) можно использовать более простую, с трапецеидальными токами (BLDC), которая существенно проще в реализации. При этом точностные показатели обеспечиваются пристроенными внешними датчиками положения якоря.

## **20.5. Быстродействующие линейные приводы. Требования к системам управления**

Трубчатые (цилиндрические линейные) двигатели являются *моментными линейными двигателями*, в которых тяговое усилие прямо пропорционально току в обмотке якоря. С одной стороны, это существенно облегчает алгоритмы точного воспроизведения как позиционных, так и контурных движений, позволяя получать предельные показатели точности обработки деталей, а с другой – ужесточает требования к драйверам линейных двигателей и системам более высокого уровня управления (ЧПУ).

Предельная динамика современных линейных приводов и малые электромагнитные постоянные времени двигателей требуют, чтобы силовые преобразователи работали на высоких частотах ШИМ в режиме



качественных быстродействующих источников тока, а системы ЧПУ – на повышенных скоростях обмена данными между контроллерами приводов и системами ЧПУ. В этом направлении отметим быстрое развитие надежных и высокоскоростных *оптических интерфейсов* между системами ЧПУ и контроллерами приводов.

Резкое ускорение информационного обмена между приводами и системой ЧПУ приводит к тому, что выдача корректирующих управляющих воздействий на оси приводов производится на высокой частоте около 3 кГц, что способствует существенному повышению качества как позиционных, так и контурных движений.

Оптические каналы имеют повышенную помехозащищенность. Но если помеха все же проходит, то соответствующий информационный кадр – просто игнорируется контроллером привода. Выполняется только кадр, не содержащий ошибок. За счет высокой скорости обмена это не сказывается на качестве обработки деталей.

### **Выводы по главе**

1. В последнее десятилетие прямой линейный привод получил значительное развитие. Десятки фирм по всему миру выпускают собственные серии линейных двигателей. Мы привели ряд важнейших технических показателей, по которым можно сравнивать линейные двигатели разных типов, выбирать оптимальный для конкретной области применения.
2. Двигатели с «безжелезным» якорем («U-образные» и трубчатые) имеют схожие технические показатели и максимально приспособлены для управления в режиме БДПТ (BLDC), так как имеют опцию встроенного датчика положения на элементах Холла.
3. Важнейшее преимущество трубчатых двигателей – полное отсутствие реактивных моментов, что обеспечивает высокую стабильность скорости и высокое качество обработки деталей.
4. Применительно к «силовым» операциям в станкостроении параметры линейных двигателей с односторонним воздушным зазором все еще являются непревзойденными.

### **Контрольные вопросы**

1. Имеется ли в «U-образных» линейных двигателях контур обратного замыкания магнитного потока? А в трубчатых? Как это сказывается на максимальных значениях тяговых усилий?
2. Почему трубчатые линейные двигатели относят к классу «электродинамических»?

3. Какие из типов линейных двигателей не обеспечивают экранирования магнитных полей при своей работе? В каких приложениях это может иметь отрицательное значение?
4. Достаточно ли для работы трубчатого линейного двигателя одной направляющей – собственного индуктора?

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ ГЛАВЫ)

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## 21. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В условиях серьёзной мировой конкуренции каждый производитель конечного продукта вынужден постоянно ускорять цикл производства и вывода на рынок новых изделий и товаров. Поэтому, существует огромная потребность в быстрой перенастройке гибких автоматизированных линий и роботизированных комплексов для автоматизации производственных и технологических процессов.

Сама по себе автоматизация производственных и технологических процессов уже далеко не нова, но именно ее применение определяет конкурентоспособность производителя и способность быстро адаптироваться к изменяющейся конъюнктуре рынка. Поэтому, современное производство невозможно без использования высокотехнологичного оборудования – при этом применение динамичных сервоприводов является одним из главных показателей технологичности производства. Отметим основные тенденции развития современного сервопривода:

- уменьшение стоимости сервопривода;
- уменьшение массогабаритных показателей;
- уменьшение собственного энергопотребления и тепловыделения;
- уменьшение электромагнитного излучения и улучшение электромагнитной совместимости с другим оборудованием;
- повышение технологичности производства сервоприводов, вплоть до проектирования выпускаемых изделий совместно с автоматизированными линиями и соответствующей оснасткой;
- функциональная унификация с ранее поставляемыми сервоприводами;
- внедрение высокоскоростных протоколов связи и распределенное групповое позиционное и контурное управление с использованием этих протоколов;
- уменьшение проводных соединений за счет интеграции двигателей с силовыми преобразователями и управляющими контроллерами;
- реализация большей части функций управления на уровне контроллеров сервоприводов (позиционирование с использованием генераторов траекторий, поиск начала координат и т.п.);
- повышение динамики и точности позиционирования;
- массовое использование безредукторного прямого привода;
- широкое внедрение новых технологий в проектировании и производстве электрических машин, в том числе, переход к линейным

и, так называемым, «безжелезным» двигателям с предельно малыми электромагнитными постоянными времени.

Успехи электромеханики в немалой степени зависят от успехов современной силовой и управляющей электроники:

- использование передовых технологий в системах измерения фазных токов на основе гальванически развязанных микросхем модуляторов/демодуляторов;
- внедрение цифровых интерфейсов связи реального времени на основе быстродействующего Ethernet (до 100 Мбит/с), обеспечивающих не только более жесткие требования к времени отклика, но и простоту конфигурирования многоосевых приводов;
- применение в инверторах силовых ключей на основе карбида кремния или нитрида галлия, что позволяет значительно повысить частоты коммутации и использовать напряжения питания выше 200 В;
- разработка и производство силовых интегральных БИС, обеспечивающих миниатюризацию силовых преобразователей и возможность их встраивания в корпус электродвигателя для получения полностью интегрированного сервопривода.

Эти тенденции воплощены в жизнь на примере совместной разработки компании Hiwin (Тайвань) и фирмы ООО «НПФ ВЕКТОР» (рис. 21.1)

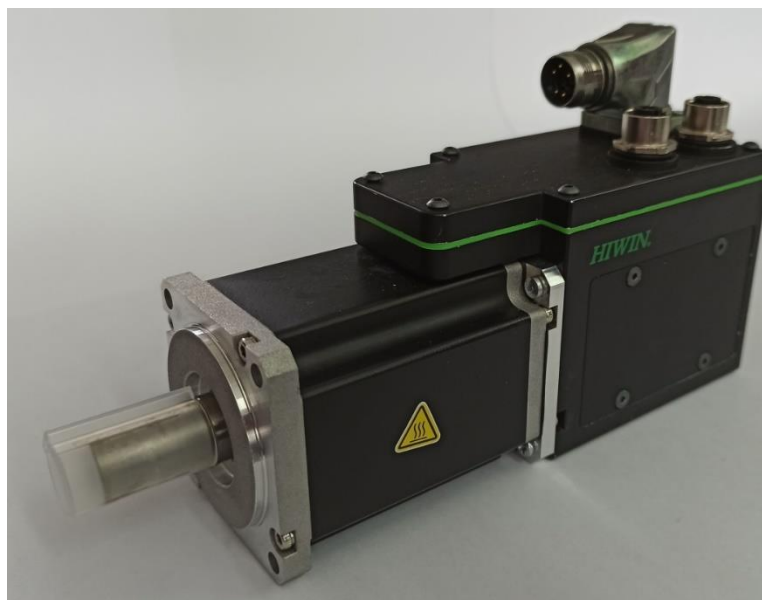


Рис. 21.1 Мехатронный сервомодуль Abi2

Мехатронный узел используется на замену комплекта сервомотор и сервоусилитель. Помимо пристроенного абсолютного цифрового датчика

положения, в сервомотор установлен шестиключевой инвертор с новым поколением силовых ключей на нитриде галлия (GaN). Это обеспечивает невероятные показатели по удельной мощности устройства и габаритам, а также позволяет значительно повысить частоты ШИМ (до 150 кГц).

Этот сервомодуль применим для широкого круга задач: от простых поворотных столов, до сложных коллаборативных роботов, позволяющих работать совместно с человеком. В отличие от стандартных решений, для подобных мехатронных узлов не требуется отдельный шкаф для размещения сервоусилителей, при этом значительно сокращается количество проводных соединений, а также уменьшается время пуска-наладки многокоординатных систем. Благодаря наличию встроенного микроконтроллера, базовые функции управления движением, такие как планирование оптимальной траектории перемещения с заданными ограничениями скоростей, ускорений и рывков на основе математической модели привода, реализуются внутри сервомодуля. Контурные токи, скорости и положения также реализованы на уровне контроллера сервопривода. Интерфейс с системами управления более высокого уровня (ЧПУ) – исключительно по современным промышленным сетям.

Отметим, что реализация сложных многокоординатных систем управления движениями сегодня невозможна без использования передовых сетевых интерфейсов реального времени, таких как CANOpen, EtherCAT, EthernetIP, Mechatrolink и др. Интерфейсы на базе промышленного Ethernet позволяют создавать системы сверхжесткого реального времени, что требуется при реализации векторного контурного управления с большим числом одновременно работающих осей привода. Это особенно актуально для точного станкостроения, робототехники и современной промышленности полупроводников.

Итак, в книге рассмотрены основы построения цифровых сервоприводов: конструкции и принципы работы шаговых и вентильных двигателей, в том числе, линейных; особенности управления силовыми преобразователями – инверторами напряжения и тока; базовые структуры управления, вплоть до цифрового векторного; модели исполнительных двигателей, силовых преобразователей и управляющих устройств, пригодные для анализа и синтеза современного цифрового электропривода. Авторы надеются, что материал книги будет полезен не только студентам-электромеханикам, но и инженерам, стремящимся совершенствовать свои знания в области электрического привода и систем управления.

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## СПИСОК РЕКОМЕДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями, под общ. ред. М.Г.Чиликина. Авт. Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский, В.К. Цаценкин, М.Г. Чиликин. – М.: Энергия, 1971. – 624 с.: илл.
2. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии: Пер. с англ. М.–Л.: Энергия, 1964.
3. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учебник для вузов. В двух томах. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 625 с.
4. Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. –М.: Энергоатомиздат, 1998. –704 с.: ил.
5. Ramu, Krishnan. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications / (Industrial electronics series) CRC Press, London, New York, 2001.
6. T.J.E. Miller. Electronic Control of Switched Reluctance Machines // Newness Power Engineering Series, Reed Educational and Professional Publishing Ltd. – Oxford/UK, 2001.
7. Микропроцессорные средства в электроприводе на базе микроконтроллеров TMS320F28035: лабораторный практикум / Д. И. Савкин, Д. М. Шпак, А. С. Анучин и др. – М.: Издательство МЭИ, 2019. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).
8. Практический курс микропроцессорной техники на базе процессорных ядер ARM-Cortex-M3/M4/M4F [электронный ресурс]: учебное пособие – электрон. текстовые дан. (12 Мб) / В.Ф. Козаченко, А.С. Анучин, Д. И. Алямкин и др.; под общ. ред. В.Ф. Козаченко. – М.: Издательство МЭИ, 2019. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).
9. Анучин А.С.– "Системы управления электроприводов", Издательство: "МЭИ", Москва, 2019
10. Козаченко В.Ф. Метод программной реализации дискретных управляющих автоматов во встроенных системах управления // Электричество. № 8, 2003. – С. 56 – 67
11. Ивоботенко Б.А., Козаченко В.Ф. Проектирование шагового электропривода / Под. ред. Л.А. Садовского... – М.: МЭИ, 1985. –100 с.
12. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением / Под ред. В.Н. Бродовского. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
13. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using // José Carlos Gamazo-Real, Ernesto Vázquez-Sánchez, Jaime Gómez-Gil. – 10, б.м. : Sensors. – 2010. ISSN 1424-8220

14. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends / José Carlos Gamazo-Real \*, Ernesto Vázquez-Sánchez and Jaime Gómez-Gil - Sensors 2010, 10, 6901-6947; doi:10.3390/s100706901
15. STSPIN32F0. Advanced BLDC controller with embedded STM32 MCU. б.м.: STMicroelectronics, 2017 г. STSPIN32F0.  
STSPIN32F0A. Advanced BLDC controller with embedded STM32 MCU. – STMicroelectronics, September 2017.
16. Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. – М.: МЭИ, 2010. – 328 с.

## **ССЫЛКИ НА ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕСУРСЫ, УПОМИНАЕМЫХ РОССИЙСКИХ И ИНОСТРАННЫХ КОМПАНИЙ**

1. ООО «НПФ Вектор» – [www.motorcontrol.ru](http://www.motorcontrol.ru). Официальный сайт.
2. «Рухсервомотор» – [www.ruchservomotor.com](http://www.ruchservomotor.com). Официальный сайт.
3. Hiwin – [www.hiwin.com](http://www.hiwin.com). Официальный сайт.
4. Siemens – [www.siemens.com](http://www.siemens.com). Официальный сайт.
5. Texas Instruments – [www.ti.com](http://www.ti.com). Официальный сайт.
6. Schneider Electric – [www.schneider-elecntic.com](http://www.schneider-elecntic.com). Официальный сайт
7. Oriental Motor – [www.oriental\\_motor.com](http://www.oriental_motor.com). Официальный сайт.
8. Bosch Rexroth – [www.boschrexroth.com](http://www.boschrexroth.com). Официальный сайт.
9. Nippon Pulse Motor Co. – [www.nipponpulse.com](http://www.nipponpulse.com). Официальный сайт.
10. CNC technology – [cnc-tehnologi.ru](http://cnc-tehnologi.ru). Официальный сайт.
11. ST Microelectronics – [www.st.com](http://www.st.com). Официальный сайт.



# ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ВВЕДЕНИЕ В ПОДЧИНЕННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

## П1.1. Методы синтеза системы управления

В теории автоматического управления и теории электропривода рассматривается множество методов синтеза систем управления [4, 9], как аналоговых, так и цифровых. Применительно к современному *сервоприводу* (позиционному, контурному и следящему) одним из самых эффективных и интуитивно понятных является *метод последовательной коррекции*, разработанный немецкими учеными и широко применяемый в практике проектирования электроприводов. Он позволяет последовательно оптимизировать всю систему управления, начиная с самого быстродействующего контура – контура тока, и заканчивая самым медленным – контуром положения. Метод широко используется не только разработчиками, но и наладчиками современных электроприводов.

Он особенно перспективен для систем программного управления оборудованием, широко применяемым в современном *цифровом производстве*, так как позволяет гарантировать качество управления по каждой из координат привода и использовать в контроллерах привода алгоритмы управления по математической модели объекта с предварительным планированием оптимальной траектории перемещения. Такой подход позволяет минимизировать статические и динамические ошибки, обеспечить максимальную точность воспроизведения заданных траекторий при полном использовании динамических возможностей исполнительных двигателей и их высокой энергоэффективности, обеспечить максимальную производительность оборудования.

## П1.2. Основы метода последовательной коррекции координат

Под *координатами* электропривода понимаются переменные состояния, качество управления которыми задает потребитель (изготовитель системы – станка, робота, и т.д.). Как правило, это: ток, скорость, положение. При этом требования к качеству регулирования тока определяются, в том числе, изготовителем двигателя, а остальных переменных – технологами объекта, в котором предполагается использовать привод. В общем случае к указанным выше координатам может добавляться тяговый момент/тяговое усилие, ускорение и рывок. В том случае, когда синтезируется не только система управления электропривода, но и система управления всей

технологической установки, к переменным состояниям привода добавляются регулируемые технологические переменные (давление, температура и т.д.).

Метод *последовательной коррекции с подчиненным регулированием координат* предполагает последовательную оптимизацию переходных процессов, начиная с внутреннего контура системы управления, с постепенным переходом к внешним контурам: от контура тока к контуру скорости и далее – к контуру положения. Структура такой системы на примере одного внутреннего и одного внешнего контура представлена на рис. П.1.1

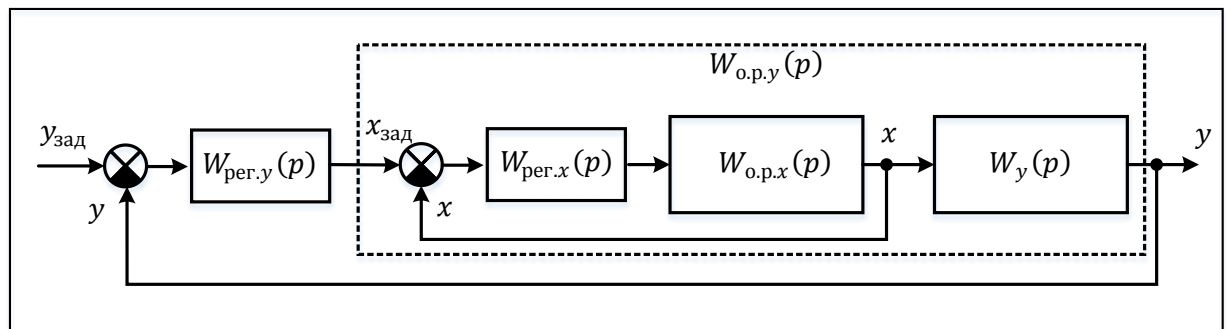


Рис. П.1.1. Двухконтурная система управления

Последовательность действий для каждого контура:

1. Определяется передаточная функция объекта регулирования  $W_{об.рег.}(p)$ .
2. В объекте регулирования выделяется самая маленькая постоянная времени, которую называют «некомпенсируемой постоянной времени»  $T_{\mu}$ . Обычно это постоянная времени широтно-импульсного преобразователя напряжения, работающего на высокой частоте ШИМ.
3. Перед объектом регулирования включается регулятор, призванный компенсировать все остальные (большие) постоянные времени объекта регулирования.
4. Контур замыкается единичной обратной связью по регулируемой переменной.
5. Записывается желаемая передаточная функция разомкнутого контура в виде

$$W_{жел.раз}(p) = \frac{1}{aT_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}. \quad (П1.1)$$

6. В соответствии с требуемым качеством процесса регулирования переменной в этом контуре выбирается значение коэффициента «а».
7. Определяется передаточная функция регулятора в виде:

$$W_{рег}(p) = \frac{W_{жел.раз}(p)}{W_{об.рег.}(p)}. \quad (П1.2)$$

8. Полученная передаточная функция реализуется в аналоговом или цифровом виде.
9. Процесс синтеза повторяется для следующего вышестоящего контура системы управления.

Передаточная функция оптимизированного контура, замкнутого единичной отрицательной обратной связью, равна:

$$W_{\text{жел.зам.}}(p) = \frac{1}{\frac{1}{W_{\text{жел.раз.}}(p)} + W_{\text{ос}}(p)} = \frac{1}{aT_{\mu}p(T_{\mu}p+1)+1} = \frac{1}{aT_{\mu}^2p^2+aT_{\mu}p+1}. \quad (\text{П1.3})$$

При любом значении некомпенсированной постоянной времени  $T_{\mu}$  характер переходного процесса в контуре будет определяться только значением коэффициента «а». Получаем *нормированный переходный процесс*, перерегулирование в котором будет определяться только значением коэффициента «а», а быстродействие – только значением некомпенсированной постоянной времени  $T_{\mu}$ .

Модель оптимизированного контура в системе MATLAB Simulink с учетом передаточной функции (П1.1) представлена на рис. П1.2. Заданное значение переменной  $x_{\text{set}}$  вводится в процентах. Фактическое значение (также в процентах) вместе с заданным значением поступает на графический регистратор. Входной мультиплексор позволяет одновременно отобразить графики двух переменных.

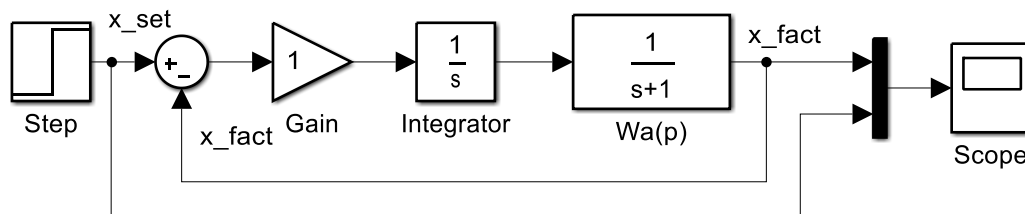


Рис. П1.2. Модель оптимизированного контура с единичной постоянной времени  $T_{\mu}$ .

На рис. П1.3 показаны переходные процессы в контуре при трех значениях коэффициента «а»:  $a = 1$ ,  $a = 2$  и  $a = 4$ . По оси  $y$  показаны заданное и фактическое значения переменной в процентах, а по оси  $x$  – относительное время  $\tau$  в числе некомпенсированных постоянных времени  $\tau = t/T_{\mu}$ .

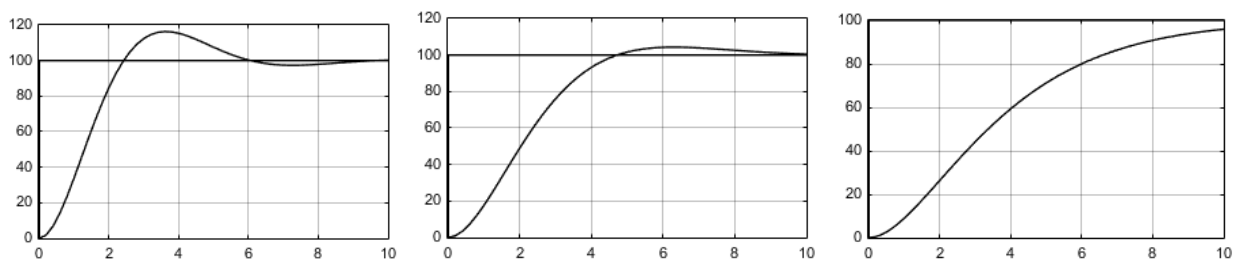


Рис. П1.3. Нормированные переходные процессы в контуре при  $a = 1$ ;  $a = 2$ ;  $a = 4$

Соответствующие показатели качества процесса регулирования приведены в табл. П1.1

Таблица П1.1. Показатели качества переходного процесса при различных настройках

| Коэффициент «а» | Перерегулирование $\sigma, \%$ | Время входа в 5%-ную зону $\tau = t/T_{\mu}$ |
|-----------------|--------------------------------|--|
| 1               | 19                             | 2,2  |
| 2               | 4,3                            | 4,7  |
| 4               | 0                              | 10   |

Чем меньше значение коэффициента «а», тем меньше время переходного процесса, но больше перерегулирование. Чем больше значение коэффициента «а», тем более плавным будет переходной процесс, вплоть до апериодического.

В электроприводе наиболее часто востребована компромиссная настройка на так называемый «технический оптимум»:  $a = 2$ . При этом время переходного процесса оказывается равным  $4,7 T_{\mu}$ , а перерегулирование не превышает  $4,3\%$ .

Кроме настройки на «технический оптимум» применяют и настройку контура на «симметричный оптимум». В этом случае логарифмическая амплитудно-частотная характеристика контура будет симметрична относительно частоты среза. Для такой настройки желаемая передаточная функция разомкнутого контура должна быть следующей:

$$W_{\text{жел.раз.сим.опт.}}(p) = \frac{4T_{\mu}p+1}{4T_{\mu}p \cdot 2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}. \quad (\text{П1.4})$$

Модель такого контура показана на рис. П1.4 (значение коэффициента  $k = 0,125$ ), а характер переходного процесса при отработке скачка задания – на рис. П1.5.

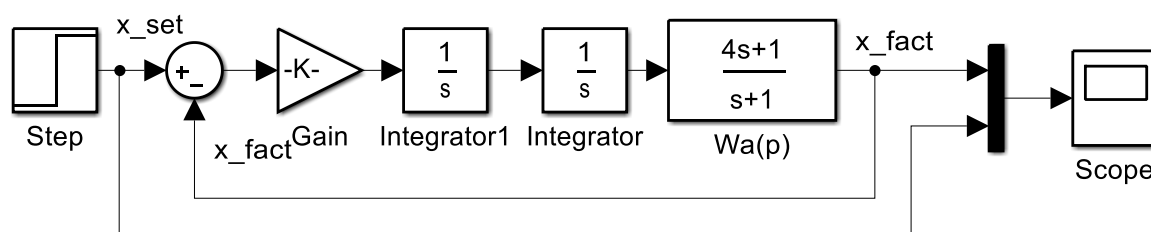


Рис. П1.4. Модель контура, настроенного на «симметричный оптимум»

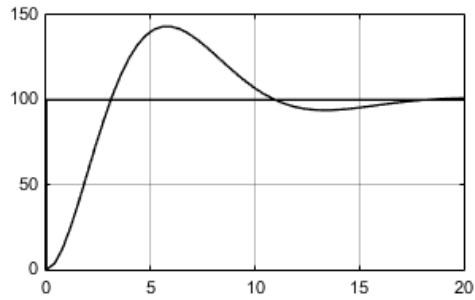


Рис. П1.5. Переходные процессы в контуре, настроенном на «симметричный оптимум»

При настройке на «симметричный оптимум» быстродействие контура возрастает, но увеличивается и перерегулирование, поэтому большинство разработчиков отдают предпочтение настройке на «технический оптимум».

При настройке вышестоящего контура системы управления ввиду малости некомпенсированной постоянной времени  $T_{\mu}$  часто берут упрощенную передаточную функцию уже оптимизированного внутреннего контура:

$$W_{\text{внут.зам.}}(p) = \frac{1}{aT_{\mu}^2 p^2 + aT_{\mu} p + 1} \cong \frac{1}{aT_{\mu} p + 1}. \quad (\text{П1.5})$$

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ДИСКРЕТНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

### П2.1. Особенность цифровых систем управления

Любая цифровая система управления отличается от аналоговой тем, что входные переменные оказываются доступными для расчета только в определенные моменты времени, которые называются *интервалами дискретизации по времени  $T$*  или *интервалами квантования по времени* системы управления [9]. Выходные управляющие воздействия выдаются на объект управления после расчета, обычно в начале следующего интервала квантования по времени, т.е. с запаздыванием относительно входных переменных на один такт. Вычислительной производительности микропроцессорной системы должно быть достаточно, чтобы выполнить все необходимые расчеты в течение одного интервала квантования по времени.

Применительно к контуру тока процессор должен выполнить следующее: получить текущие значения фазных токов с АЦП; выполнить координатные преобразования, если они необходимы; рассчитать одно или несколько управляющих воздействий в соответствии со структурой регуляторов токов и параметрами регуляторов (например, в системах векторного управления – управляющие воздействия по осям  $d$  и  $q$ , выполнить обратные преобразования этих воздействий в физические координаты  $(\alpha, \beta)$ ; пересчитать их в скважности сигналов управления ключами ШИМ-преобразователей фаз и выдать на преобразователи в начале очередного такта квантования по времени. Кроме того, он должен определить текущее электрическое положение ротора двигателя (электрическое положение ротора на полюсном делении машины) для корректного выполнения координатных преобразований.

Современные процессоры имеют высокую тактовую частоту (до 150 ... 300 МГц) и, соответственно, производительность, что позволяет за один такт выполнить большое число операций [7, 8]. Обновление данных управления инверторами напряжения производится на частоте ШИМ, которая является частотой дискретизации системы управления (например, при  $f_{\text{шим}} = 20$  кГц,  $T = 0,05$  мс). Пусть тактовая частота процессора в системе управления сервоприводом больше 100 МГц. Тогда время выполнения одной операции меньше 0,01 мкс, и за один такт процессор может выполнить больше чем  $50/0,01 = 5000$  операций. Это могут быть не только операции над числами с фиксированной точкой, но и с плавающей точкой [7, 8], что позволяет обоснованно *пренебречь дискретностью по уровню* в цифровой системе управления.

Таким образом, особенностью цифровых систем управления является дискретность по времени  $T$ , которая обязательно должна учитываться – необходим синтез управляющих устройств не в непрерывном времени, а в *дискретном*.

## П2.2. Дискретная передаточная функция ПИ-регулятора

В качестве регуляторов в цифровых системах управления наиболее часто используются *пропорционально-интегральные регуляторы* (ПИ). Потому их дискретное представление наиболее востребовано.

Структура ПИ-регулятора в непрерывной (аналоговой) области с отдельным управлением пропорциональной и интегральной составляющими представлена на рис. П2.1. Коэффициенты пропорциональной  $k_p$  и интегральной  $k_i$  частей регулятора могут устанавливаться независимо друг от друга и определяют качество процессов регулирования.

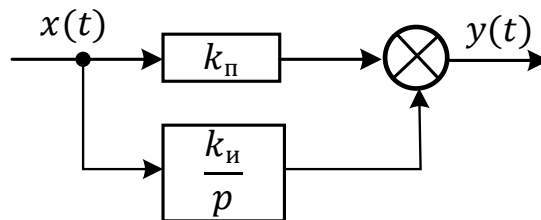


Рис. П2.1. Структура аналогового ПИ-регулятора

При переходе в дискретную область модель ПИ-регулятора должна быть представлена в виде зависимости выборок выходной переменной  $y[k]$  от входной переменной  $x[k]$  в дискретные моменты времени  $k$ , отстоящие друг от друга на величину интервала квантования системы управления по времени  $T$ . Совокупность выборок переменной в дискретные моменты времени называется *решетчатой функцией* (рис. П2.2, а).

Для пропорциональной части ПИ-регулятора переход в дискретную область очевиден:

$$y_p[k] = k_p x[k]. \quad (\text{П2.1})$$

Интеграл от входной переменной, представленной выборками  $x[k]$ , может быть получен только приблизительно (рис. П2.2).

При аппроксимации интеграла методом левых прямоугольников (рис. П2.2, б) справедливо:

$$y[k] = y[k - 1] + T x[k - 1]. \quad (\text{П2.2})$$

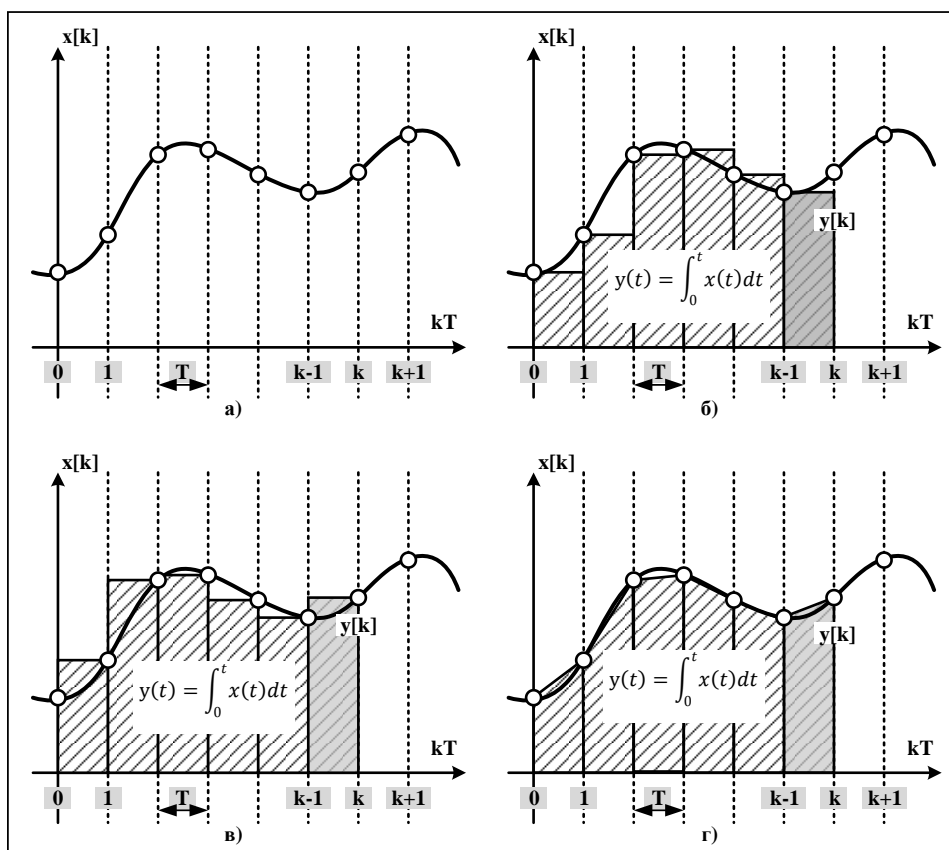


Рис. П2.2. Аппроксимация интеграла методом: б – левых прямоугольников; в – правых прямоугольников; г – трапеций

Выражение (П2.2) является *рекуррентным*: оно позволяет вычислить новое значение интеграла через его предыдущее значение и величину входной переменной на предыдущем шаге.

В дискретной области для получения значения переменной, задержанного на один интервал квантования по времени относительно текущего значения, используется оператор  $z^{-1}$ . При этом (П2.2) преобразуется к виду:

$$y[k] = z^{-1}y[k] + Tz^{-1}x[k]. \quad (\text{П2.3})$$

Отсюда *дискретная передаточная функция* интегрирующего звена, определяемая как отношение выходной переменной  $y[k]$  к входной переменной  $x[k]$  на  $k$ -м шаге имеет вид:

$$W_{int\ left}(z) = \frac{y[k]}{x[k]} = \frac{Tz^{-1}}{1-z^{-1}} = \frac{T}{z-1}. \quad (\text{П2.4})$$

При аппроксимации интеграла правыми прямоугольниками (рис. П2.2, в) его приближенное значение будет равно:

$$y[k] = y[k-1] + Tx[k]. \quad (\text{П2.5})$$

Получим вторую версию дискретной передаточной функции интегрирующего звена:



$$\begin{cases} y[k] = z^{-1}y[k] + Tx[k] \\ W_{int\ right}(z) = \frac{y[k]}{x[k]} = \frac{T}{1-z^{-1}} = \frac{Tz}{z-1} \end{cases} \quad (\text{П2.6})$$

Передаточные функции отличаются, так как при их получении использованы разные методы дискретизации исходных непрерывных уравнений.

Более точные результаты дает комбинация двух рассмотренных выше методов дискретизации интеграла (по левым и правым прямоугольникам), когда текущая выборка определяется через предыдущую выборку плюс полусумма двух выборок входных данных (текущей и предыдущей), умноженной на интервал квантования по времени:

$$y[k] = y[k - 1] + \frac{T}{2}(x[k - 1] + x[k]). \quad (\text{П2.7})$$

Этот метод называется методом «трапеций», так как к текущему значению интеграла добавляется не площадь очередного прямоугольника, а площадь очередной трапеции.

Для получения дискретной передаточной функции интегратора модифицируем (П2.7) с помощью оператора задержки на один такт  $z^{-1}$ :

$$y[k] = z^{-1}y[k] + \frac{T}{2}(z^{-1}x[k] + x[k]). \quad (\text{П2.8})$$

Дискретная передаточная функция интегрирующего звена по методу «трапеций»:

$$W_{int\ trap}(z) = \frac{y[k]}{x[k]} = \frac{\frac{T}{2}(1+z^{-1})}{1-z^{-1}} = \frac{\frac{T}{2}(z+1)}{(z-1)}. \quad (\text{П2.9})$$

Таким образом, возможны следующие варианты дискретной передаточной функции интегратора в зависимости от метода дискретизации (табл. П2.1):

Таблица П2.1. Варианты дискретной передаточной функции интегратора

| Метод дискретизации       | Математическое название метода   | Дискретная передаточная функция интегратора |
|---------------------------|----------------------------------|---|
| по левым прямоугольникам  | Forward Euler<br>(Эйлера Вперед) | $\frac{T}{z-1}$                             |
| по правым прямоугольникам | Backward Euler<br>(Эйлера Назад) | $\frac{Tz}{z-1}$                            |
| методом трапеций          | Trapezoidal                      | $\frac{\frac{T}{2}(z+1)}{(z-1)}$            |

### П2.3. Структуры дискретного ПИ-регулятора

Чаще на практике используется передаточная функция дискретного интегратора в виде (П2.6). В этом случае структура интегральной части регулятора выглядит более наглядно (рис. П2.3).

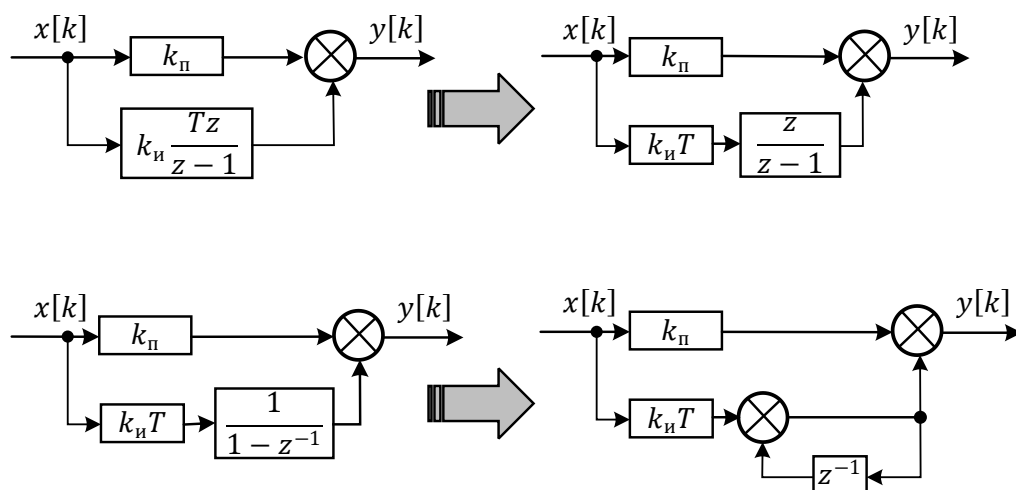


Рис. П2.3. Структуры дискретного ПИ-регулятора

В последней структуре использовано звено с коэффициентом передачи 1 и положительной обратной связью по задержанной на интервал квантования выходной переменной: для получения нового значения интеграла к новой выборке входной переменной  $x[k]$ , умноженной на коэффициент  $k_i T$ , добавляется предыдущее значение интеграла  $y[k-1]$ .

Действительно, передаточная функция замкнутой системы с положительной обратной связью равна:

$$W_{\text{зам}}(z) = \frac{1}{\frac{1}{W_{\text{раз}}(z)} - W_{\text{ос}}(z)} = \frac{1}{1 - z^{-1}}. \quad (\text{П2.10})$$

Последняя структура полностью соответствует разностному уравнению (П2.5) и отражает тот факт, что цифровой интегратор по существу представляет собой классический «сумматор-накопитель».

На практике выходное значение ПИ-регулятора должно быть ограничено максимально возможным значением. Обычно регулятор стоит на входе преобразователя напряжения, поэтому в относительных единицах выход регулятора не может превысить 1, что соответствует максимально возможному напряжению на выходе преобразователя, равному напряжению в звене постоянного тока  $U_{dc}$  (напряжению питания инвертора).

Таким образом, структуры дискретного ПИ-регулятора в относительных единицах с ограничением только общего выхода и

независимым ограничением общего выхода и интегральной составляющей выглядят так (рис. П2.4).

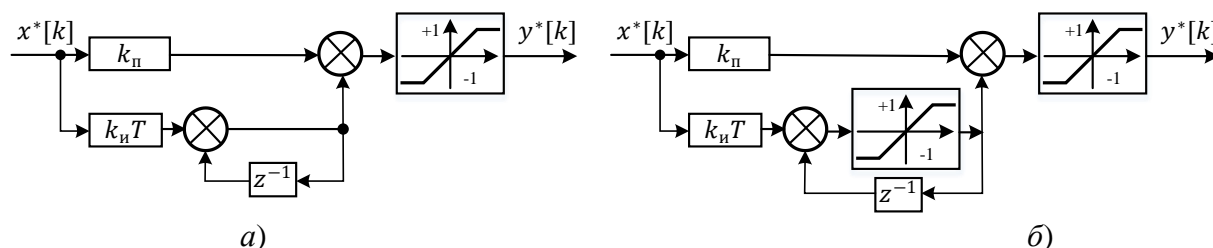


Рис. П2.4. Структуры дискретного ПИ-регулятора в относительных единицах: *a* – ограничение общего выхода; *б* – дополнительное ограничение интегральной составляющей

### Рекомендации:

- 1) В качестве периода квантования  $T$  в цифровой системе управления обычно выбирается самая маленькая некомпенсируемая постоянная времени  $T_{\mu}$ , которая равна периоду ШИМ-преобразователей напряжения, используемых в силовой части привода.
- 2) Коэффициент интегральной составляющей в дискретном ПИ-регуляторе отличается от коэффициента, рассчитанного для эквивалентной аналоговой структуры, на значение периода квантования  $k_i T$ .
- 3) Для всех блоков системы управления, работающих в дискретном времени, обычно задается один и тот же интервал квантования. Однако, некоторые блоки системы управления могут иметь разные интервалы квантования по времени. Например, блоки, относящиеся к контурам тока и скорости.
- 4) Цифровые ПИ-регуляторы существенно отличаются от своих аналоговых прототипов, реализованных на базе операционных усилителей, тем, что насыщение в них должно обязательно контролироваться программно.
- 5) Во избежание накопления значительных «интегральных» составляющих и последующего долгого процесса «рассасывания» этих составляющих на конечных стадиях переходных процессов, что может вызывать автоколебания, рекомендуются структуры ПИ-регуляторов с обязательным ограничением выхода интегральной составляющей.

### П2.4. Дискретный ПИ-регулятор с зависимой коррекцией интегральной составляющей

В отличие от аналогового ПИ-регулятора с релейным ограничением интегральной составляющей, интегральная составляющая не блокируется сразу при общем ограничении выхода цифрового регулятора (при значительных рассогласованиях на входе). Ее увеличение до состояния насыщения может оказаться избыточным. Как результат – увеличение

перерегулирования и возможные длительные процессы «дотягивания» до заданных входных значений.

В литературе подробно исследованы разные методы ограничения интегральной составляющей [9] дискретных ПИ-регуляторов вследствие их широкого применения в системах управления. Простые методы (релейное ограничение интегральной составляющей при насыщении общего выхода, а также простое насыщение выхода интегральной составляющей на уровне общего ограничения выхода регулятора) оказываются недостаточно эффективными. Главный недостаток – затягивание переходных процессов, что нежелательно в быстродействующих сервоприводах.

Большинство специалистов по цифровому управлению предлагают не блокировать полностью интегральную составляющую, а ограничивать темп ее изменения, вводя специальную коррекцию по разнице неограниченного и ограниченного выходного значения ПИ-регулятора (рис. П2.5).

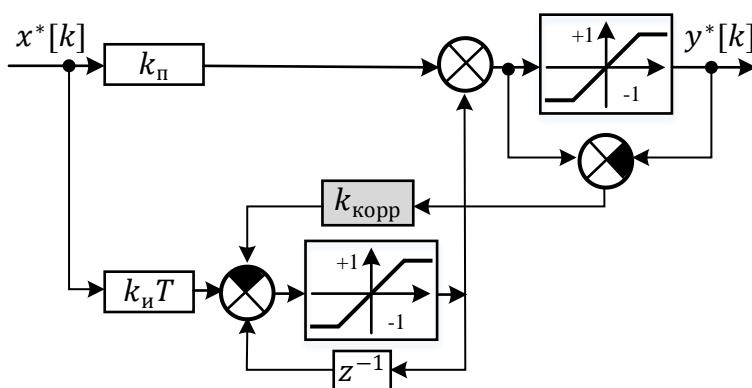


Рис. П2.5. ПИ-регулятор с зависимой коррекцией интегральной составляющей

Чем глубже степень насыщения общего выхода ПИ-регулятора, тем меньше значение, поступающее на вход интегратора и меньше темп нарастания сигнала на его выходе.

Рекомендуется выбирать коэффициент коррекции в соответствии с формулой:

$$k_{\text{корр}} = \frac{k_{\text{и}}T}{k_{\text{п}}}. \quad (\text{П2.11})$$

Она справедлива в том случае, когда основной причиной попадания регулятора в насыщение является значительная пропорциональная составляющая регулятора.

Такая структура дискретного ПИ-регулятора с точки зрения реализации в модели имеет один недостаток – наличие алгебраического контура. Когда Вы создаете модель привода в пакете MatLab Simulink, контроль наличия таких контуров выполняется автоматически. Об их наличии программа Simulink выдает предупреждения и находит оптимальное

решение проблемы, если оно возможно. Иная ситуация возникает при реализации регулятора тока в реальной микропроцессорной системе. Исключить такой алгебраический контур – задача программиста.

(ПЕРЕХОД К НАЧАЛУ УЧЕБНИКА)

Учебное издание

**Козаченко** Владимир Филиппович  
**Жарков** Александр Александрович  
**Савкин** Дмитрий Игоревич

Цифровой сервопривод с шаговыми и вентильными двигателями: учебник  
для вузов

Текстовое электронное издание

---

Подписано к изданию  
Объем ЭИ (Мб) 12

Электронное издание  
Тираж 20 экз.

Изд. №

---