МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

ТРОФИМОВ СЕРГЕЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ

РАЗРАБОТКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ШАГОВЫМИ И ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ НА БАЗЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ И НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ СИЛОВЫХ МОДУЛЕЙ

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
кандидат технических наук,
доцент В. Ф. Козаченко.

Москва, 2002

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....4

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ ТОКА ДЛЯ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ.....11

1.1. Методы регулирования фазных токов......12
1.2. Способы коммутации фаз......18
1.3. Результаты математического моделирования различных режимов работы шагового двигателя.....21
1.4. Некоторые отличия и особенности управления вентильно-индукторными двигателями......26
1.5. Выводы по главе......27

ГЛАВА 2. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ И ВЫБОР ПЕРСПЕКТИВНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОМПЛЕКТНЫХ ШАГОВЫХ И ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ПРИВОДОВ.....28

2.1. Силовая часть......28
2.1.1. Интеллектуальные гибридные модули с высокой степенью интеграции......*29*
2.1.2. Силовые модули средней степени интеграции (до 12-ти ключей)......*32*
2.1.3. Силовые модули низкой степени интеграции (менее 12 ключей)......*35*
2.2. Управляющая микропроцессорная часть......37
2.2.1. Основные требования к микроконтроллерам......*37*
2.2.2. Специализированные микроконтроллеры для управления двигателями первого поколения......*40*
2.2.3. Специализированные высокопроизводительные DSP-микро-контроллеры......*44*
2.3. Выводы по главе......50

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ МНОГООСЕВЫМ ПОЗИЦИОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НА БАЗЕ ВЫСОКОИНТЕГРИРОВАННЫХ ИНВЕРТОРОВ ТОКА.....51

3.1. Разработка инверторов тока......51
3.1.1. Инвертор тока для реализации одиночной, парной и смешанной коммутации.....*51*
3.1.2. Инвертор тока с электрическим дроблением шага......*55*
3.1.3. Тепловой расчет инвертора......*58*
3.2. Проектирование цифрового интерфейса сопряжения с управляющей частью......61
3.2.1. Временные диаграммы управления инверторами тока......*61*
3.2.2. Выбор микропроцессорной системы управления......*64*
3.2.3. Анализ и выбор периферийных устройств микроконтроллера для управления инверторами тока......*66*
3.3. Разработка программного обеспечения......69
3.3.1. Структура модульного программного обеспечения для управления инверторами тока......*69*
3.3.2. Реализация одиночной, парной и смешанной коммутации......*72*
3.3.3. Реализация электрического дробления шага......*76*
3.4. Выводы по главе......79

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПОЗИЦИОННЫМ ШЭП С ИНТЕГРАЦИЕЙ СИЛОВОЙ И УПРАВЛЯЮЩЕЙ ЧАСТИ. 80

4.1. Выбор силовой и управляющей части......80
4.1.1. Структура инвертора......*81*

4.1.2. Использование контроллера МК9.1 для отладки макетного образца. 83
4.2. Разработка метода программной идентификации знака тока. 86
4.3. Программная реализация контуров фазных токов, блоков коммутации и электрического дробления шага. 88
4.4. Выводы по главе. 93

ГЛАВА 5. РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ АВТОКОММУТАЦИИ ВИП СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ (ДО 30 КВТ) В РЕЖИМАХ, ПРИБЛИЖЕННЫХ К ВЕКТОРНОМУ УПРАВЛЕНИЮ. 94

5.1. Особенности построения силовой и управляющей частей системы управления многофазными ВИП. 94
5.2. Идея частотно-токового управления вентильно-индукторным двигателем. 99
5.3. Выбор способов коммутации 5-ти и 6-ти фазных ВИД, приближенных к векторному управлению. 101
5.4. Программная реализация блока автокоммутации фаз. 104
5.4.1. Общая структура программного обеспечения. 104
5.4.2. Алгоритм управления фазными токами. 107
5.4.3. Алгоритм расчета углов коммутации и отключения фаз. 109
5.4.4. Оптимизация программного обеспечения по быстродействию. 110
5.5. Экспериментальное исследование опытно-промышленных образцов ВИП. 118
5.6. Выводы по главе. 121

ГЛАВА 6. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОДУЛЬНОЙ СУ ДВУХОСЕВЫМ ШЭП ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ВОЛОЧИЛЬНОГО СТАНКА. 122

6.1. Введение в проблему волочения длинномерных изделий. 122
6.2. Обоснование состава аппаратной части. 124
6.2.1. Информационный анализ объекта управления. 124
6.2.2. Построение измерительной части. 126
6.2.3. Структура модульной системы управления двухосевым ШЭП. 129
6.3. Обоснование алгоритма управления СВКВ. 132
6.3.1. Теоретические предпосылки. 132
6.3.2. Экспериментальная проверка адекватности математического описания СВКВ. 135
6.3.3. Структура алгоритма управления и состав ПО. 140
6.4. Экспериментальная проверка алгоритма управления СВКВ. 143
6.5. Выводы по главе. 146

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 147

ЛИТЕРАТУРА 149

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ДШИ-200…….....151

ВВЕДЕНИЕ

Автоматизированные системы разомкнутого и замкнутого электропривода на базе шаговых двигателей в настоящее время широко используются в станках с ЧПУ, гибких автоматизированных производствах и других промышленных системах комплексной автоматизации технологических процессов. Их широкое применение, прежде всего в системах позиционного электропривода, обусловлено отличительными особенностями самого шагового двигателя как электромеханического преобразователя энергии, такими, как возможность отработки элементарных фиксированных перемещений, бесконтактность, уменьшение или полное исключение узлов кинематического преобразования движения (линейные, планарные ШД и т.д.), высокая совместимость с современными микропроцессорными системами программного управления и т.д.

Вентильно-индукторные двигатели имеют большие перспективы применения, прежде всего в мощных частотно-регулируемых приводах и обладают такими ценными качествами, как бесконтактность, высокая надежность, экономичность, большой срок службы, большие предельные значения мощности и напряжения, быстродействие, простота и дешевизна эксплуатации. До недавнего времени эти машины имели ограниченную область применения в силу сложности получения импульсов большой мощности, а также отсутствия (или невозможности реализации) высокоэффективных алгоритмов управления, обеспечивающих небольшие пульсации момента и высокий КПД. Однако с появлением в последние годы мощной преобразовательной и вычислительной техники ситуация меняется в сторону их более широкого применения в промышленности и других областях. И хотя вентильно-индукторные двигатели, строго говоря, не являются синхронными машинами, они тем не менее во многом похожи с шаговыми двигателями с точки зрения принципов формирования фазных токов и способов коммутации [2]. Но, естественно, эти машины имеют все-таки разное предназначение.

Для наиболее полного и эффективного решения задач автоматизации жизненно необходимым является требование модульного и однотипного выполнения как элементов используемого привода, так и привода в целом при его максимальной конструктивной и функциональной интеграции с другими компонентами технологического оборудования. За многие годы работ в этом направлении было предложено много вариантов решения проблемы, ставших уже классическими [5, 6]. Однако сегодня эти решения во многом не отвечают современным требованиям по массогабаритным показателям, показателям надежности, экономичности и универсальности. Благодаря развитию электронной техники на сегодняшний день уже не является проблемой получение разнообразных импульсных сигналов значительной мощности при сравнительно небольших размерах силовых модулей. Такие известные фирмы-производители электронной техники, как Motorola, Advanced Micro Devices, Maxim, International Rectifier, ST Microelectronics, Mitsubishi и др., предлагают большое количество как отдельных силовых ключей, так и интеллектуальных интегрально-гибридных модулей. А с появлением и быстрым развитием микропроцессорной техники, в частности, DSP-микроконтроллеров появились новые возможности создания многофункциональных устройств управления различными электроприводами (асинхронными, шаговыми, постоянного тока), обладающих следующими достоинствами:

– однотипное схемотехническое решение системы управления для приводов, выполняющих различные функции (программное управление, слежение и т. п.);
– универсальность и гибкость управления, состоящая в простоте коррекции программы при изменении условий эксплуатации, например нагрузки, при замене двигателя, модернизации оборудования и т.д.;
– развитые интерфейсы (в том числе и сетевые) для сопряжения с управляющей ЭВМ более высокого уровня и построения сложных взаимосвязанных систем гибких автоматических линий и робототехнических комплексов;

– простота регистрации и контроля параметров системы, диагностики неисправностей;
– снижение стоимости системы управления при более высокой ее надежности.

В нашей стране, с ее морально и физически устаревшим парком промышленного оборудования проблема создания конкурентоспособных и недорогих, но достаточно функциональных систем модульного комплектного автоматизированного электропривода, в том числе шагового и вентильно-индукторного, стоит особенно остро.

Цель данной диссертационной работы – на основе анализа современной силовой элементной базы и специализированных контроллеров для управления двигателями (в том числе с функциями цифровой обработки сигналов) выработать ряд комплексных предложений по построению и оптимизации аппаратно-программной части комплектных позиционных и скоростных приводов на базе шаговых и вентильно-индукторных машин как малой (до 200 Вт), так и большой (до 35 кВт) мощности. Под оптимизацией аппаратной части здесь подразумевается, во-первых, использование наиболее интегрированного решения с учетом мощности микропроцессорной части, во-вторых, разработка цифрового интерфейса сопряжения силовой и управляющей частей, минимизированного по числу контактов и обеспечивающего требуемую функциональность системы (например, одновременное управление несколькими осями). Основная проблема здесь в том, что для такого диапазона мощностей нагрузки не существует однотипной силовой элементной базы. Для приводов малой мощности удается на одном кристалле совместить силовую часть и реализовать многие функции системы управления, например, регуляторы тока, блоки коммутации и электрического дробления шага. Для приводов средней и большой мощности таких высокоинтегрированных решений пока не существует. Оптимизация программной части включает в себя использование высокоэффективных алгоритмов управления, обеспечивающих, с одной стороны, снижение нагрузки на центральный процессор, с другой – обеспечение работы двигателя в наиболее оптимальном

режиме, например, с точки зрения КПД, а также снижения пульсаций момента и его поддержания в широком диапазоне скоростей.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были решены следующие задачи:

- Анализ существующих методов регулирования фазных токов и способов коммутации с указанием наиболее целесообразных областей их применения.
- Обзор перспективных интеллектуальных силовых модулей различной степени интеграции и специализированных микропроцессорных средств управления с целью выработки рекомендаций по их применению для построения приводов в широком диапазоне мощностей.
- Разработка модульной системы управления многоосевыми шаговыми электроприводами на базе специализированного микроконтроллера для управления двигателями и высокоинтегрированных инверторов тока с аппаратно реализованными контурами фазных токов, блоков коммутации и электрического дробления шага, включая оптимизацию цифрового интерфейса сопряжения силовой и управляющей частей.
- Разработка модульной системы управления шаговыми двигателями с интеграцией силовой и управляющей части на базе нового поколения специализированных DSP-микроконтроллеров и силовых модулей с встроенными датчиками тока.
- Разработка и оптимизация алгоритма автокоммутации фаз для управления пяти- и шестифазными вентильно-индукторными двигателями, приближенного к векторному управлению.
- Разработка комплектного шагового электропривода с модульной системой управления экспериментальным станком для волочения длинномерных изделий.

Для решения поставленных задач **в первой главе** проведен анализ существующих методов импульсного регулирования фазных токов. На примере двухфазного ШД рассмотрены основные способы коммутации фаз, включая

режим электрического дробления шага. Основные достоинства и недостатки различных режимов работы прокомментированы с помощью результатов математического моделирования. Сделаны выводы о целесообразности использования того или иного метода поддержания тока и способа коммутации фаз в зависимости от требований к точности позиционирования, диапазону скоростей, ширине токового коридора и постоянству частоты коммутации ключей.

Во второй главе проведен сравнительный анализ перспективной элементной базы в области силовой электроники (интеллектуальные модули) и специализированных микропроцессорных средств управления двигателями.

Сформулированы основные требования к микроконтроллерам для реализации эффективного управления двигателями. Основные тенденции по обеспечению этих требований проиллюстрированы на примере специализированных микроконтроллеров серии “Motor Control”, включая DSP, различных фирм (Intel и Texas Instruments).

Сделаны выводы о целесообразности использования той или иной элементной базы в зависимости от мощности привода и производительности микропроцессорной системы управления.

Третья глава посвящена основным этапам разработки системы управления многоосевым позиционным электроприводом на базе силовых интеллектуальных модулей высокой степени интеграции с аппаратно реализованными контурами фазных токов, блоками коммутации и электрического дробления шага.

Основное внимание уделено выбору силовой и микропроцессорной элементной базы, а также проектированию и оптимизации цифрового интерфейса их сопряжения. В главе обоснована модульная структура ПО и приведены принципы построения оптимизированных по быстродействию программных драйверов для реализации одиночной, парной, смешанной коммутации и микрошагового управления.

Также приведен пример теплового расчета инвертора.

В четвертой главе решаются вопросы разработки систем управления позиционным шаговым электроприводом с интеграцией силовой и управляющей части. Предложена структура одноплатного модуля инвертора тока, и показана перспективность использования силовых интеллектуальных модулей средней степени интеграции с встроенными датчиками тока и программной реализации контуров фазных токов, блоков коммутации и электрического дробления шага на базе высокопроизводительных DSP-процессоров для приводов малой и средней мощности.

На базе DSP-процессора TMS320F241 фирмы Texas Instruments разработан алгоритм программной идентификации знака тока.

Приведены экспериментальные осциллограммы фазных токов, доказывающие эффективность разработанных алгоритмов.

Пятая глава посвящена разработке аппаратного и программного обеспечения систем автокоммутации вентильно-индукторных приводов средней мощности (до 35 кВт) в режимах, приближенных к векторному управлению.

В главе приведены основные особенности построения аппаратной части системы управления многофазными ВИП и структура замкнутой системы регулирования скорости. Обосновано использование для этих целей высокопроизводительного DSP-микроконтроллера TMS320LF2407A.

Разработан высокоэффективный алгоритм автокоммутации фаз, приближенный к векторному управлению. Приведена структура его программной реализации, включая модули ограничения фазных токов и расчета углов коммутации/отключения в функции текущей скорости.

Предложен метод оптимизации разработанного программного обеспечения по быстродействию.

Приведены экспериментальные данные, полученные на опытно-промышленных образцах ВИП, подтверждающие эффективность реализованного алгоритма.

Шестая глава посвящена практическому применению результатов работы, а именно – проектированию модульной системы управления двухосевым шаговым электроприводом для экспериментального волочильного станка.

Приведены результаты экспериментов, доказавших работоспособность предложенных алгоритмов управления.

В **заключении** обобщены основные результаты работы**.**

В **приложении** приведены основные положения использованного при моделировании математического описания двухфазного шагового двигателя ДШИ-200, а также акты внедрения.

Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:

1. Трофимов С. А. Система управления волочильным станком для волочения длинномерных изделий // Пятая международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов : Тез. докл. – М., Моск. энерг. ин-т, 1999. – Т. 2. – С. 214 – 216.
2. Трофимов С. А. Инверторы для прямого цифрового управления шаговыми двигателями на основе самозащищенных мостов с интегрированными датчиками тока // Шестая Международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика»: Тез. докл. – М., Моск. энерг. ин-т, 2000. – Т. 2. – С.108.
3. Козаченко В. Ф., Обухов Н. А., Трофимов С. А. Малогабаритный инвертор тока для управления шаговыми двигателями на базе интеллектуальных силовых ключей и микроконтроллера TMS320F241 // Электропривод и системы управления. – М., Моск. энерг. ин-т, 2001. – Вып. 677. – С. 53 – 67
4. Контроллеры МК11.3 для высокопроизводительных систем прямого цифрового управления двигателями / Темирев А., Козаченко В., Трофимов С. и др. // Chip News. – 2002. – №4. – С. 24 – 30.
5. Применение DSP-микроконтроллеров фирмы Texas Instruments в преобразователях частоты «Универсал» с системой векторного управления / Козаченко В., Обухов Н., Трофимов С. и др. // Электронные компоненты. – 2002. – №4. – С. 61 – 64.

ГЛАВА 1. Анализ перспективных методов построения инверторов тока для шаговых и вентильно-индукторных двигателей.

Данная глава посвящена некоторым основным принципам построения инверторов тока и методам управления шаговыми и вентильно-индукторными двигателями, на которых основан последующий анализ и выбор элементной базы.

Любой электромеханический преобразователь энергии, развивающий синхронизирующий момент или удерживающую силу, может быть использован в качестве шагового двигателя [4, 8], поэтому далее в главе, если это не оговорено особо, под шаговым двигателем будем подразумевать и вентильно-индукторную машину (ВИМ).

На практике наибольшее распространение получили шаговые двигатели с числом фаз m, равным 2, 3, 4, 5, 6. Однофазные ШД используются главным образом в часах и простых приборных системах. Двигатели с $m \geq 8$ строятся в специальных случаях для уменьшения мощности, коммутируемой в одном канале. Число пар полюсов в серийно выпускаемых машинах изменяется от 1 до 90. На практике наиболее широкое применение получили шаговые двигатели с возбуждением от постоянных магнитов на роторе. При этом двигатель является бесконтактной электрической машиной с минимальным числом электрических цепей. Двух- и четырехфазные ШД конструктивно идентичны. Двухфазный двигатель требует коммутации фаз с изменением полярности управляющих импульсов. Четырехфазный вариант такого двигателя позволяет применять однополярную коммутацию. Механический шаг составляет $\alpha = 360/(p \cdot n)$, где p – число пар полюсов, n – число электрических состояний вектора тока.

Дальнейшее изложение материала этой главы будем вести на примере простейшего двухфазного шагового двигателя с постоянным магнитом на роторе, конструкция которого показана на рис. 1.1.

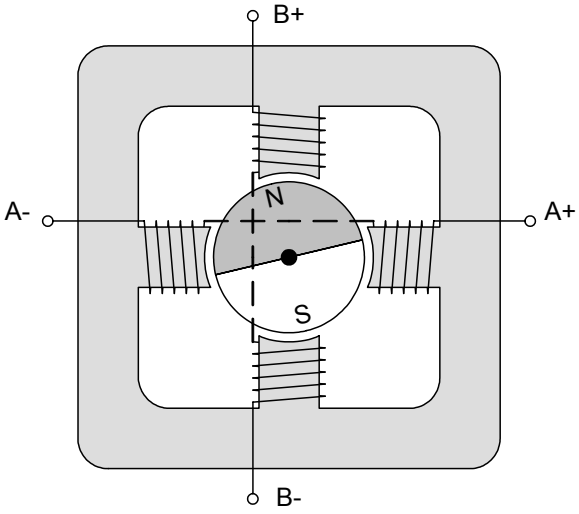


Рис. 1.1. Простейший двухфазный шаговый двигатель

1.1. Методы регулирования фазных токов.

С целью поддержания момента двигателя (в том числе шагового и вентильно-индукторного) в широком диапазоне скоростей и получения высоких динамических характеристик при реализации различных тахограмм движения привода широко применяются инверторы, построенные по принципу регулируемого источника тока. Источник тока может быть аналоговым или импульсным. В первом случае за счет обратной связи по току меняется сопротивление ключевого элемента так, что ток в обмотке управления поддерживается постоянным. Во втором случае ключ работает в режиме широтно- или частотно-импульсной модуляции, параметры которой (частота, скважность) автоматически меняются в зависимости от рассогласования между заданным и истинным значением тока таким образом, что среднее значение тока остается равным заданному. Сегодня наиболее широко используется именно импульсный режим, т.к. он предпочтительнее аналогового с энергетической точки зрения, и его проще реализовать в рамках цифровой системы управления.

При импульсном регулировании тока, независимо от используемой схемы питания фаз, возникает задача форсированного отключения фазных токов. Решение этой задачи предполагает быстрое уменьшение энергии, запасенной в

индуктивности обмотки двигателя и отвод ее в какой-либо приемник энергии. Схемы отключения отличаются типом приемника энергии и способом ограничения перенапряжений на ключевых элементах [5, 6]. Рассмотрим кратко основные способы (режимы) расфорсировки на примере широко распространенной реверсивной мостовой схемы управления фазой.

Медленная расфорсировка (первый импульсный режим)

При этом способе расфорсировки (рис. 1.2) один из силовых ключей моста VT4 запирается и фаза замыкается сама на себя, спадание тока происходит под воздействием нулевого напряжения. При этом ток протекает через один из обратных диодов VD3 и оставшийся активный ключ VT1.

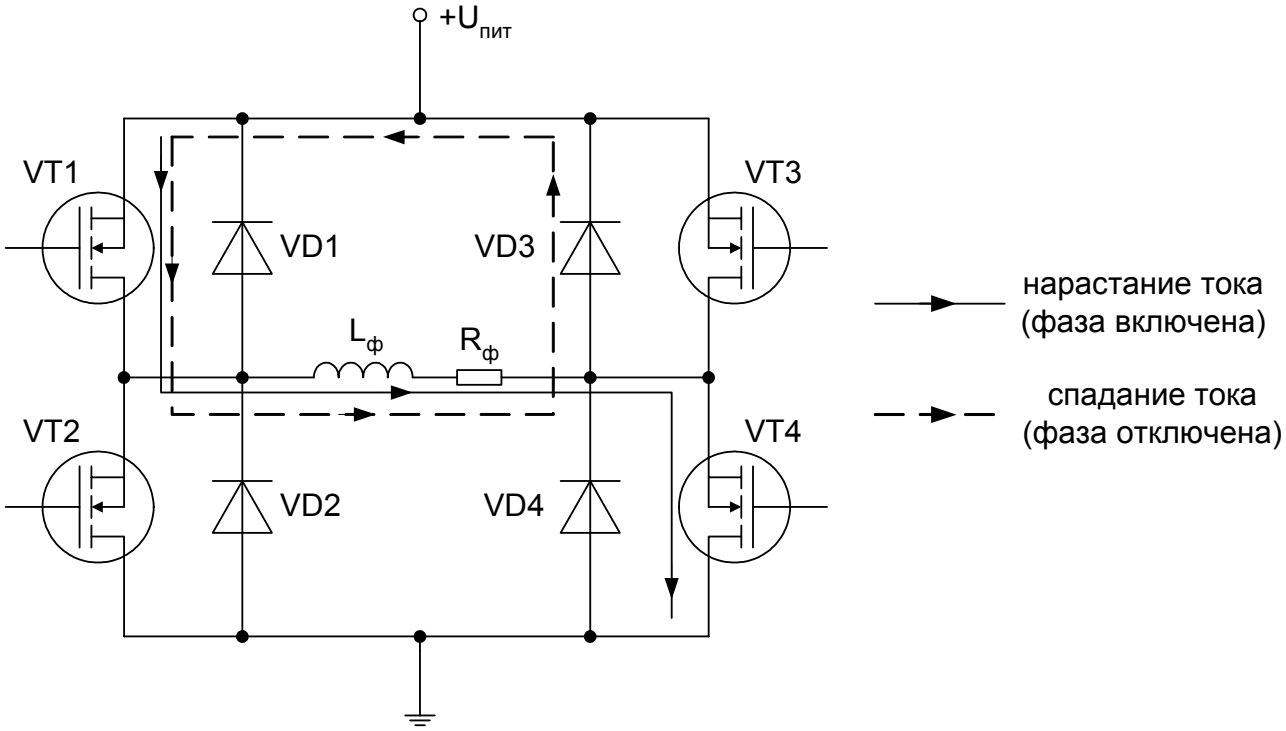


Рис. 1.2. Медленная расфорсировка (первый импульсный режим)

Достоинства этого режима – меньший уровень пульсаций тока и меньшая частота коммутации ключей (в случае использования релейных методов регулирования тока). Недостатки – худшее быстродействие и плохое подавление бросков тока, возникающих при коммутации соседней фазы или из-за ЭДС вращения вследствие наличия так называемой трансформаторной ЭДС (индук-

тивной связи между обмотками). Вся энергия, накопленная индуктивностью фазы, рассеивается в ее активном сопротивлении.

Быстрая расфорсировка (второй имульсный режим)

Этот режим обеспечивается за счет замыкания отключенной фазы на источник встречного напряжения (рис. 1.3), чем достигается более быстрое спадание фазного тока. При отключении фазы запираются все силовые ключи моста VT1 и VT4 и спадание тока происходит под воздействием обратного напряжения –U через обратные диоды VD2 и VD3.

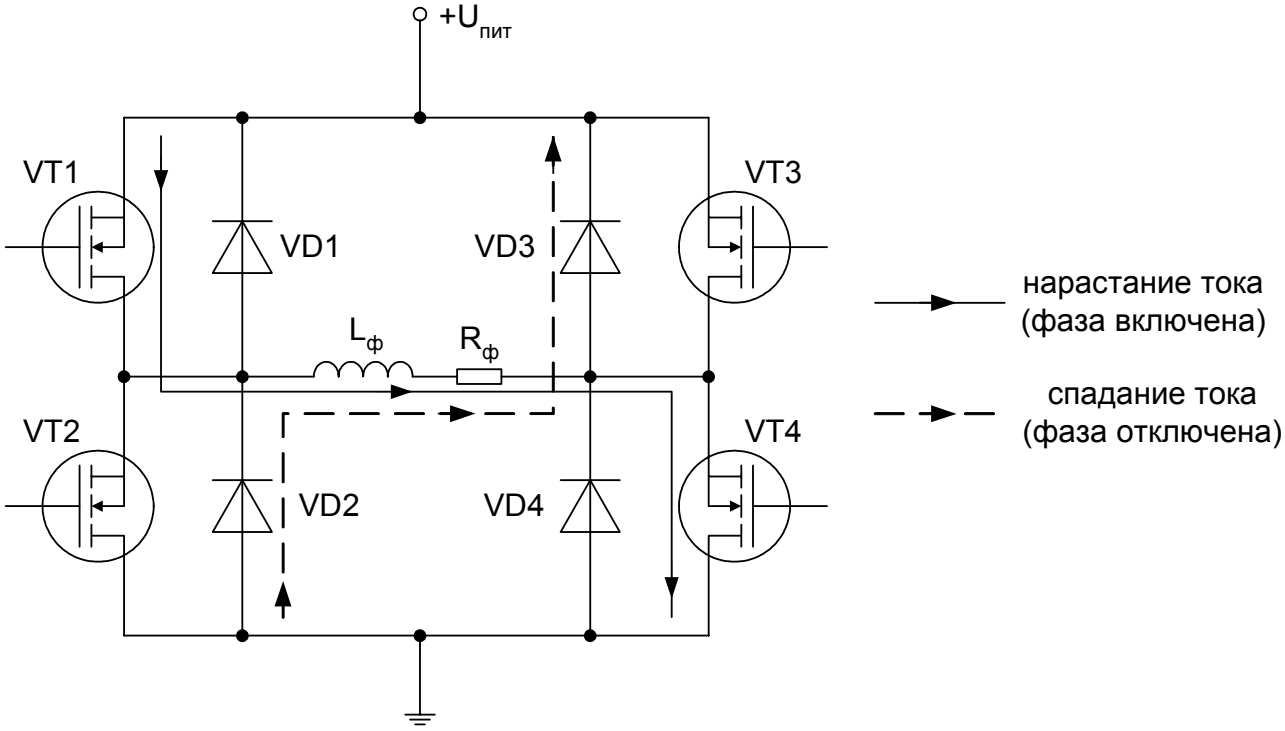


Рис. 1.3. Быстрая расфорсировка (второй импульсный режим)

Преимуществами схем, работающих во втором импульсном режиме, являются высокое быстродействие и эффективное подавление коммутационных бросков тока. Недостатки – больший уровень пульсаций тока, более высокая частота коммутации ключей и, как следствие, повышенные энергетические потери и нагрев.

Смешанная расфорсировка

При методе смешанной расфорсировки отключение фазы происходит в два этапа (рис. 1.4): сначала ток спадает в режиме быстрой расфорсировки, затем –

в режиме медленной расфорсировки (или наоборот, в зависимости от специфики задачи). На рис. 1.4 показан вариант, когда длительность отключения остается постоянной. Как правило, соотношение длительностей интервалов отключения $t_F/t_{откл}$ делается регулируемым. Этот способ в некоторой степени объединяет достоинства двух режимов и позволяет, с одной стороны, уменьшить частоту коммутации ключей, с другой – значительно уменьшить неконтролируемые выбросы тока.

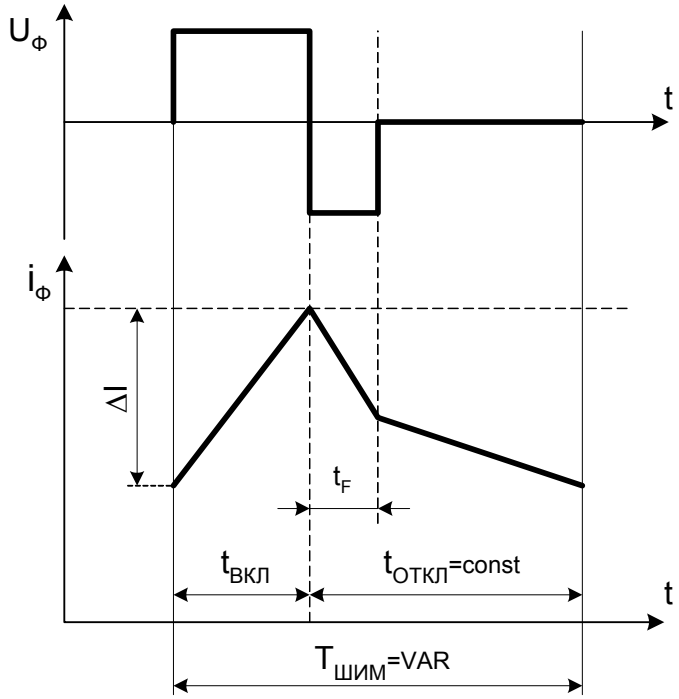


Рис. 1.4. Смешанная расфорсировка

С использованием рассмотренных режимов расфорсировки применяются несколько способов релейного регулирования тока фазы двигателя с использованием информации о его реальной величине (обратной связи). При этом размещение датчиков тока может быть различным. В дешевых системах используются резистивные датчики тока (шунты), включенные в разрыв цепи питания всего моста. Для реализации более качественного контура тока используются, например, датчики, основанные на эффекте Холла и включенные в разрыв самой фазы. Примеры различных решений приведены в следующей главе. Рассмотрим некоторые способы релейного регулирования фазных токов.

Токовый коридор

При этом способе регулирования тока контролируются и верхняя, и нижняя границы коридора, что обеспечивает хорошую точность (рис. 1.5). Данный метод является адаптивным (приспосабливающимся), так как длительности интервалов включения и отключения фазы определяются не только уровнем сигнала задания, но и скоростью изменения тока. Недостатки способа – наличие неконтролируемых выбросов тока при медленной расфорсировке и непостоянная частота коммутации ключей, что затрудняет фильтрацию соответствующих помех.

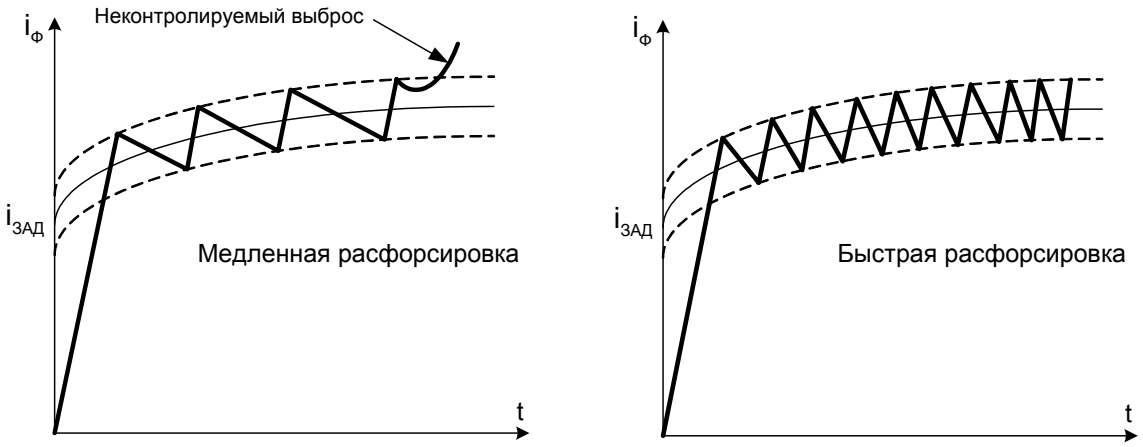


Рис. 1.5. Токовый коридор

Двойной токовый коридор

Более сложная схема двойного токового коридора (рис. 1.6) применяется для устранения неконтролируемых выбросов тока при использовании медленной расфорсировки.

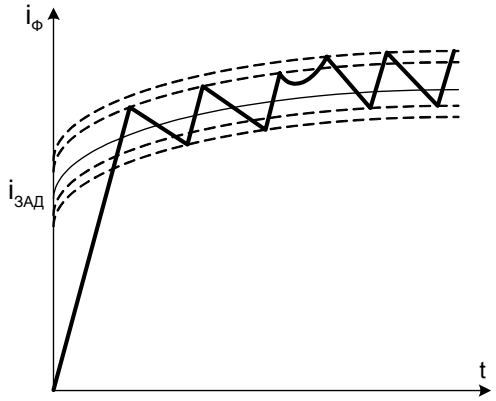


Рис. 1.6. Двойной токовый коридор

Регулятор тока с принудительной синхронизацией

При данном способе используется жесткая (принудительная) синхронизация момента включения силовых ключей, обеспечивающая постоянство частоты ШИМ. Отключение фазы (в режиме медленной, быстрой или смешанной расфорсировки) происходит при достижении током верхней границы токового коридора (рис. 1.7). Недостаток метода – неконтролируемость нижней границы.

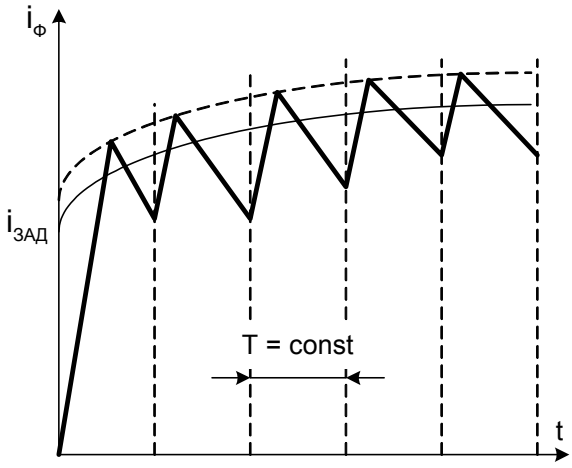


Рис. 1.7. Регулирование тока с принудительной синхронизацией

Регулятор тока с фиксированным временем отключения

Регулирование тока с фиксированным временем отключения (рис. 1.8) является (в зависимости от способа расфорсировки) некоторым компромиссным решением, позволяющим, с одной стороны, сохранить относительное постоянство частоты ШИМ, а сдругой – уменьшить ширину токового коридора.

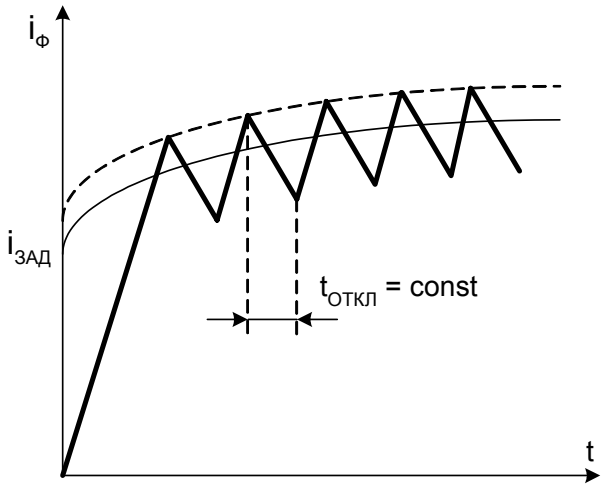


Рис. 1.8. Регулирование тока с фиксированным временем отключения

ШИМ-регулирование с регулятором тока

Наибольшей гибкостью и эффективностью обладает классический контур регулирования тока путем изменения ширины импульсов фазного напряжения в соответствии с выходным сигналом регулятора тока (рис. 1.9). Показанные на рисунке диаграммы приведены для случая, когда фаза отключается в режиме быстрой расфорсировки (рис. 1.3).

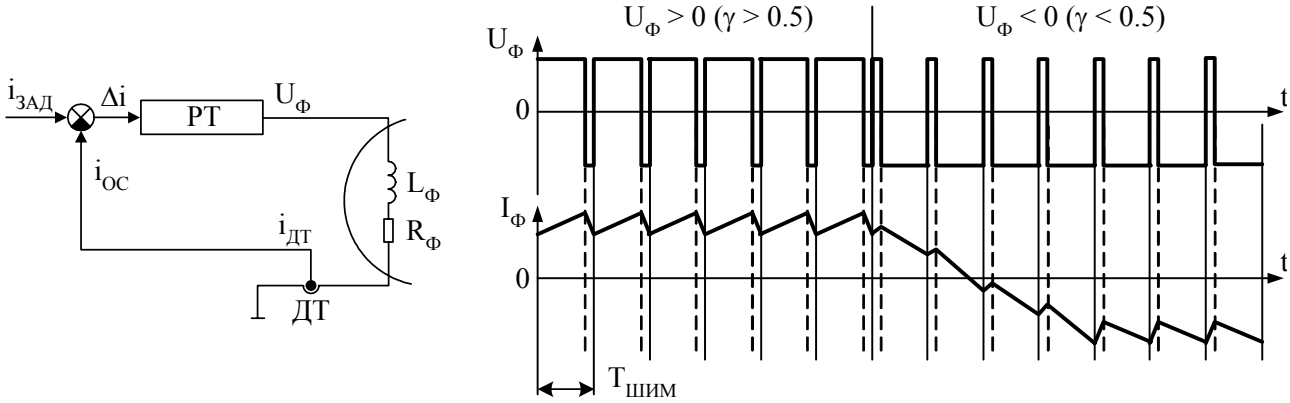


Рис. 1.9. ШИМ-регулирование с регулятором тока

Данный способ, в отличие от вышеописанных, не относится к релейным и при удачном выборе типа регулятора и его параметров обеспечивает наиболее качественное регулирование. Его недостаток в том, что в рамках цифровой системы управления его наиболее целесообразно реализовывать программно, а для этого нужен достаточно производительный процессор.

1.2. Способы коммутации фаз.

Для биполярных шаговых двигателей возможны несколько способов коммутации фаз: одиночная, парная, смешанная (несимметричная). При одиночной коммутации в каждом такте возбуждена только одна фаза двигателя (А или В), т.е. двигатель работает на целых шагах (рис. 1.10). При парной коммутации в каждом такте одновременно возбуждены две обмотки и двигатель тоже работает на целых шагах (рис. 1.11). Электрический шаг при работе на целых шагах составляет 90 гр. Механический шаг будет зависеть от числа пар полюсов. При смешанной (несимметричной) коммутации в каждом такте возбуждается попе-

ременно то одна обмотка, то две обмотки одновременно (рис. 1.12). Электрический шаг при этом уменьшается до 45 гр., т.е. двигатель работает на половинных шагах.

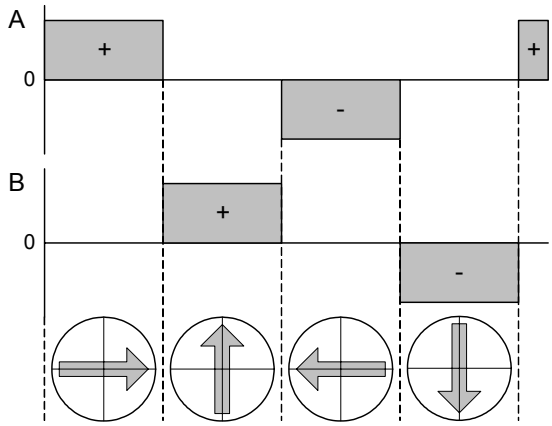


Рис. 1.10. Одиночная коммутация двухфазного ШД

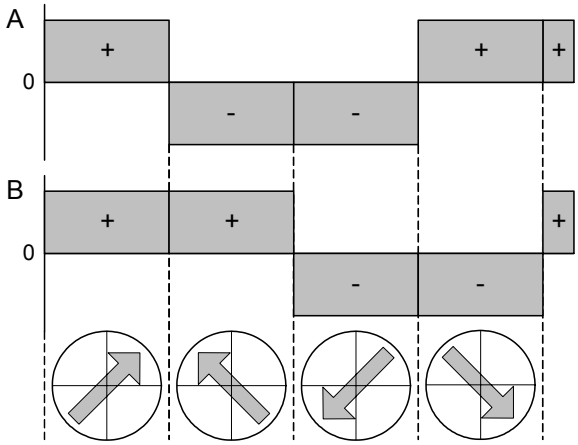


Рис. 1.11. Парная коммутация двухфазного ШД

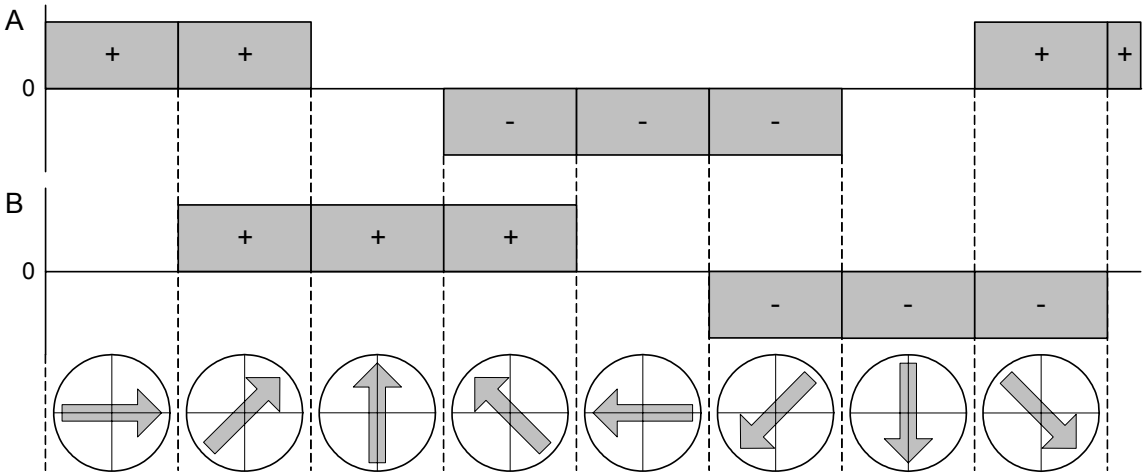


Рис. 1.12. Смешанная (несимметричная) коммутация двухфазного ШД

Для двигателей с большим числом фаз число возможных типов коммутации возрастает. При этом необходимо учитывать требования к степени пульсации момента и полноты использования энергетических возможностей электрической машины.

Задачи, в которых требуется получение широкого диапазона регулирования скорости, низких и сверхнизких скоростей, высокой равномерности движения и точного позиционирования используется метод электрического дробления шага (микрошаговое управление). Его суть заключается в увеличении числа электрических состояний вектора тока (рис. 1.13) на электрическом обороте вала. При переходе от одного состояния к другому (соседнему) двигатель делает один микрошаг. Основной характеристикой режима является коэффициент дробления шага $К_{ДРОБ}$, показывающий, во сколько раз величина микрошага меньше целого шага.

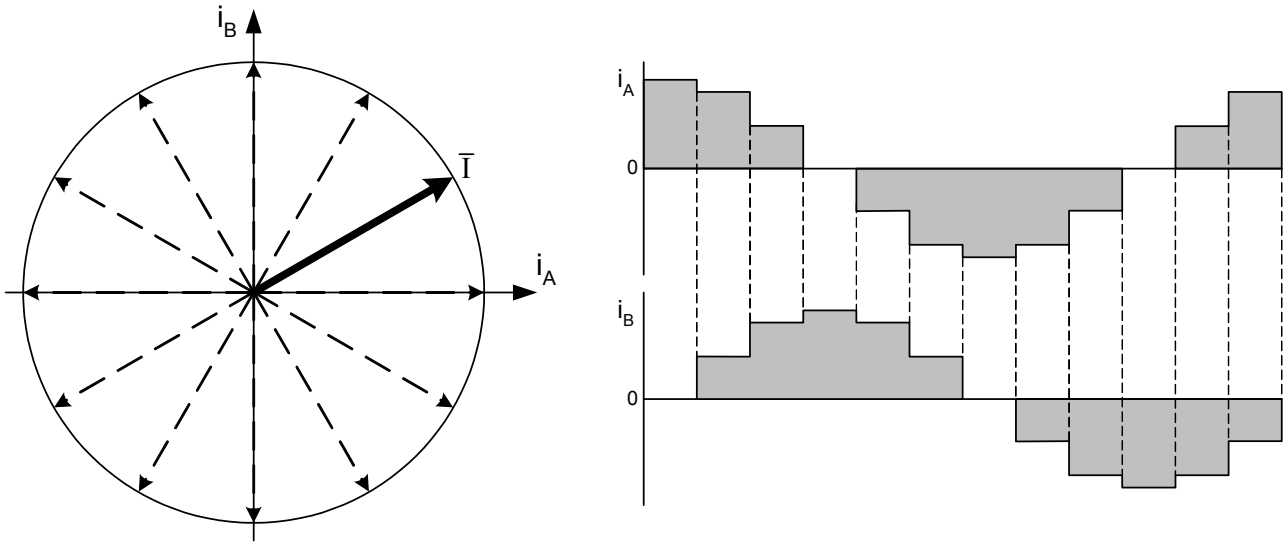


Рис. 1.13. Электрическое дробление шага (микрошаговое управление), $К_{дроб} = 3$

Существует множество аппаратных и программных способов реализации такого управления вектором тока. Один из них – введение в состав инвертора независимых регуляторов токов фаз (аналоговых или цифровых) и ступенчатое формирование сигналов задания по законам sin(k·N) и cos(k·N), где N – номер электрического состояния, изменяющийся в диапазоне от 0 до ($К_{дроб}$·4 – 1), а

масштабирующий коэффициент $k = \pi/(2\cdot K_{дроб})$; для рис. 1.13 имеем: N = 0…11, $k = \pi/6$.

Как показано в [5], в режиме электрического дробления шага имеет место более плавное перемещение электромагнитного поля в зазоре. По характеру работы шаговый двигатель приближается к синхронному двигателю, получающему питание от источника переменного тока регулируемой частоты, сохраняя возможность фиксации конечного положения и единичных перемещений. С увеличением степени дробления шага $K_{дроб}$ возрастает перегрузочная способность ШД за счет повышения точки пересечения смежных угловых характеристик (угловая характеристика – зависимость электромагнитного момента M от электрического угла положения ротора $\theta_{эл}$). Частота приемистости возрастает примерно пропорционально коэффициенту дробления шага (частота приемистости – максимально возможная частота коммутации фаз в пересчете на целые шаги, которую ШД способен отработать из состояния покоя без выхода из синхронизма).

1.3. Результаты математического моделирования различных режимов работы шагового двигателя

Для иллюстрации вышесказанного и выбора наиболее оптимального решения было проведено математическое моделирование различных режимов работы четырехфазного шагового двигателя ДШИ-200 (при двухфазном питании). Основные положения модели приведены в приложении 1.

Моделирование осуществлялось в универсальном программном пакете SIMNON, где каждый логически самостоятельный блок или звено системы описывается в специальном текстовом файле и, как правило, имеет определенное количество входных и выходных сигналов. Еще один специальный текстовый файл (файл связи) предназначен для описания связей между всеми блоками.

На рис. 1.14 – 1.19 показаны результаты моделирования при различных режимах расфорсировки и типах коммутации (без электрического дробления шага). Для регулирования фазных токов применялся метод принудительной синхронизации момента включения фаз (рис. 1.7) с частотой 17 кГц.

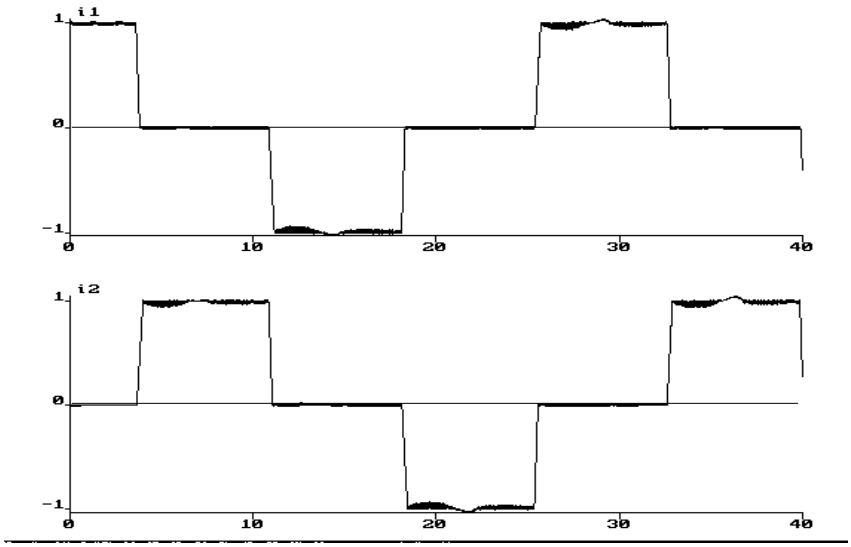


Рис. 1.14. Одиночная коммутация, медленная расфорсировка (моделирование)

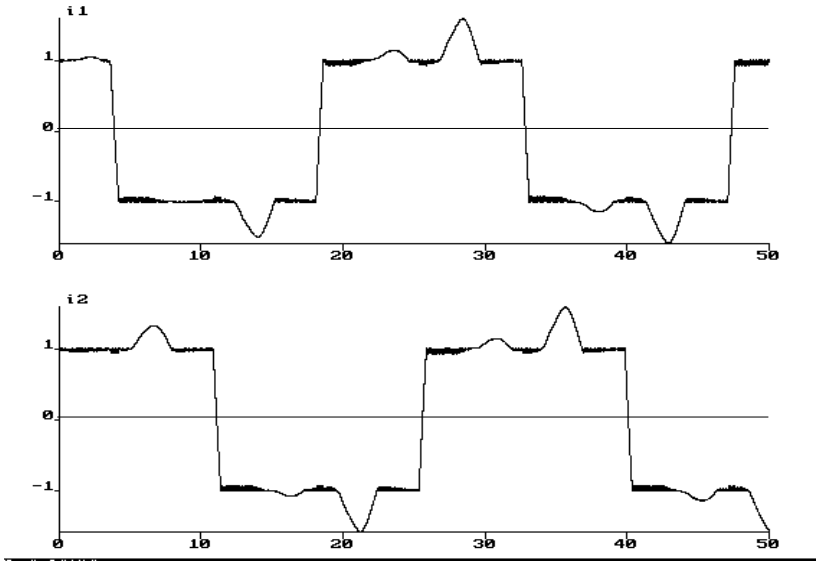


Рис. 1.15. Парная коммутация, медленная расфорсировка (моделирование)

Как упоминалось выше, при медленной расфорсировке в момент коммутации соседней фазы наблюдается выброс тока (рис. 1.15).

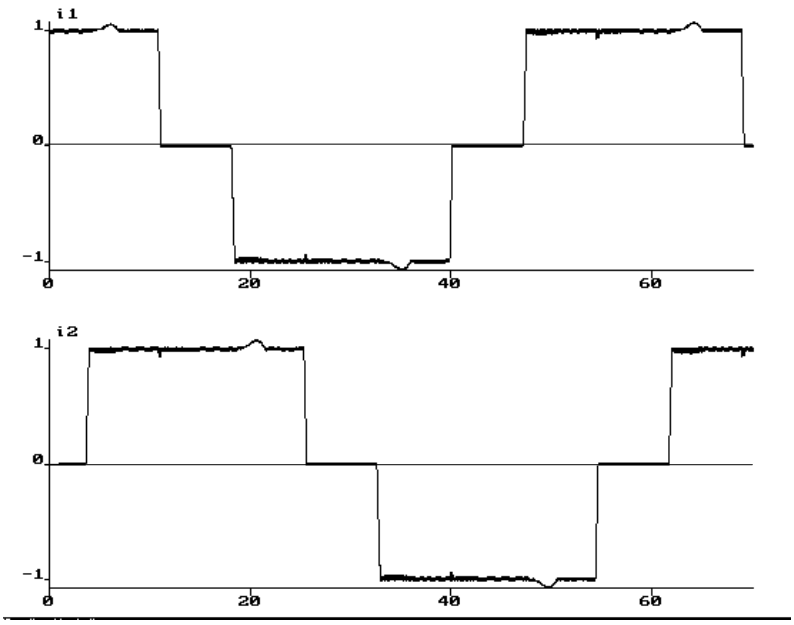


Рис. 1.16. Смешанная коммутация, медленная расфорсировка (моделирование)

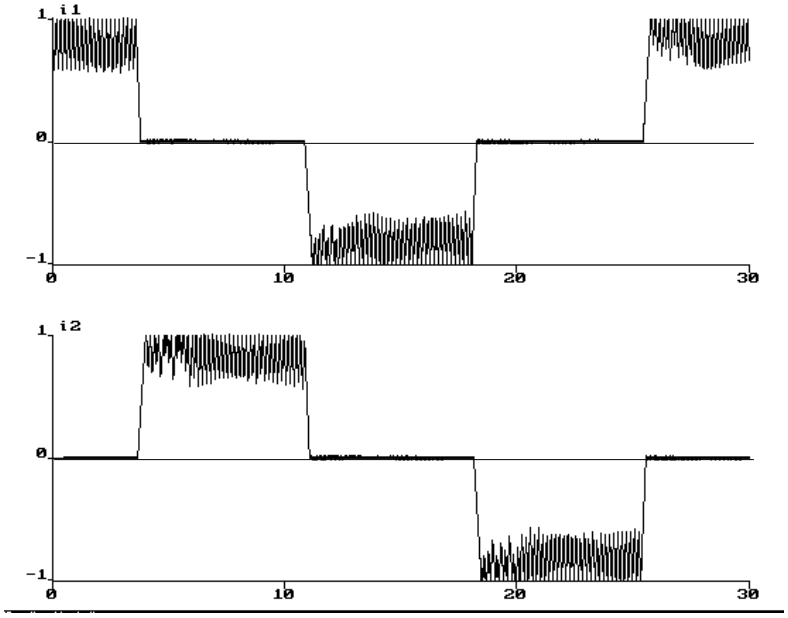


Рис. 1.17. Одиночная коммутация, быстрая расфорсировка (моделирование)

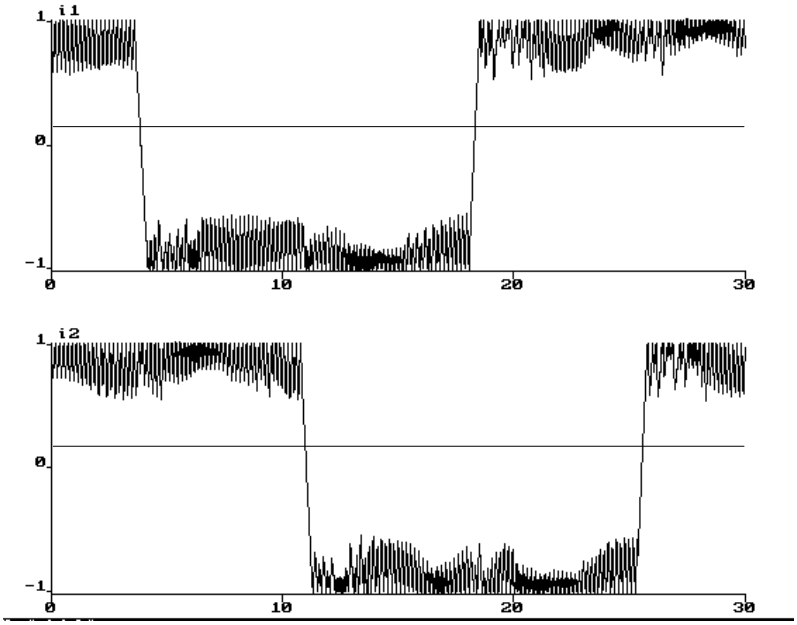


Рис. 1.18. Парная коммутация, быстрая расфорсировка (моделирование)

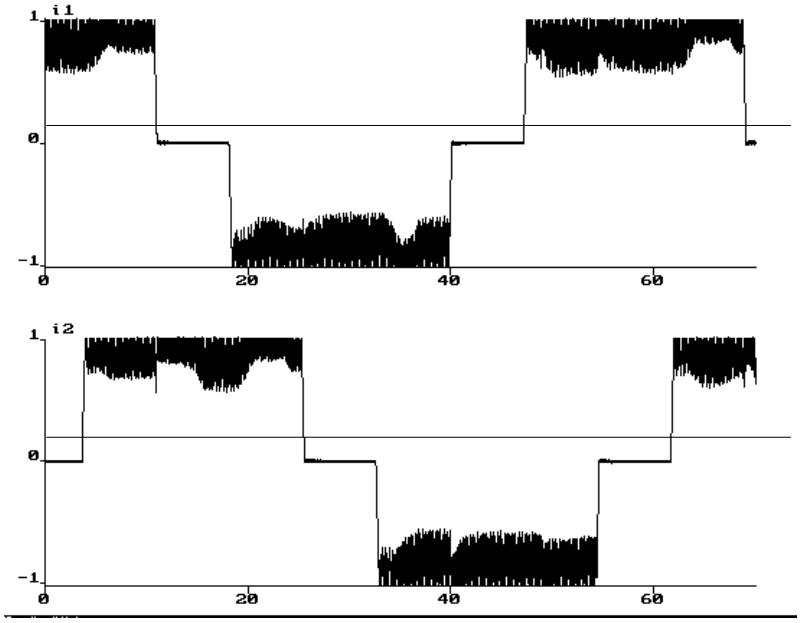


Рис. 1.19. Смешанная коммутация, быстрая расфорсировка (моделирование)

Как видно, при быстрой расфорсировке неконтролируемые выбросы тока отсутствуют, однако размах колебаний тока достаточно велик.

На рис. 1.20 – 1.22 показаны результаты моделирования режима электрического дробления шага с коэффициентом дробления шага $К_{ДРОБ}$ = 128 и сме-

шанной расфорсировкой (рис. 1.4) при различных соотношениях длительности быстрой (t_2) и медленной (t_1) расфорсировки ($t_1 + t_2 = const = 32$ мкс).

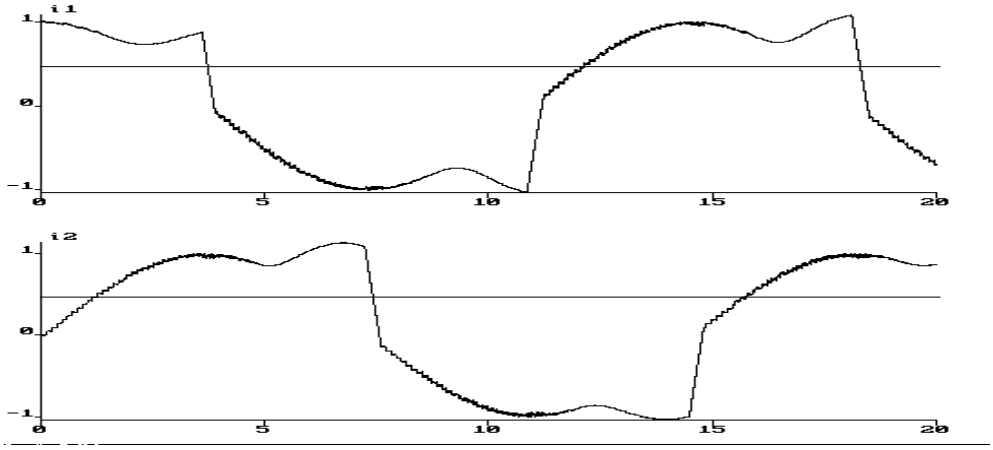


Рис. 1.20. Электрическое дробление шага, $t_2/t_1 = 0$ (моделирование)

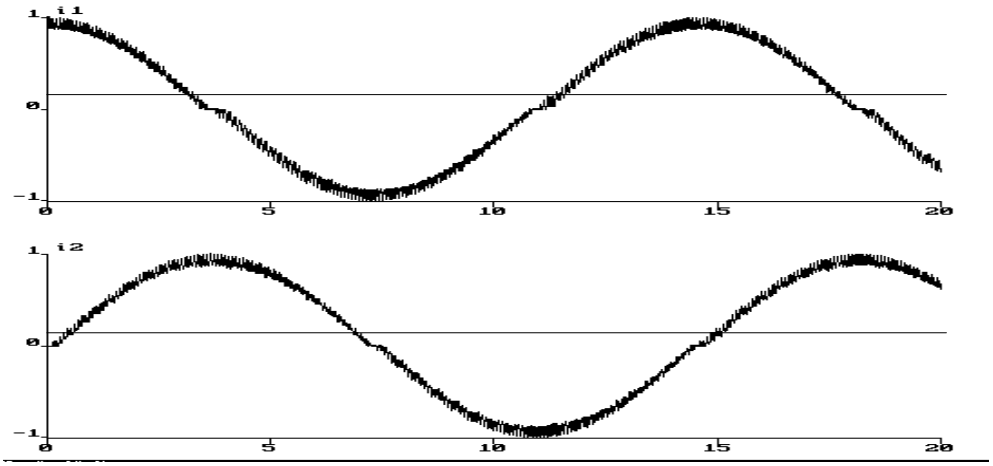


Рис. 1.21. Электрическое дробление шага, $t_2/t_1 = 0.5$ (моделирование)

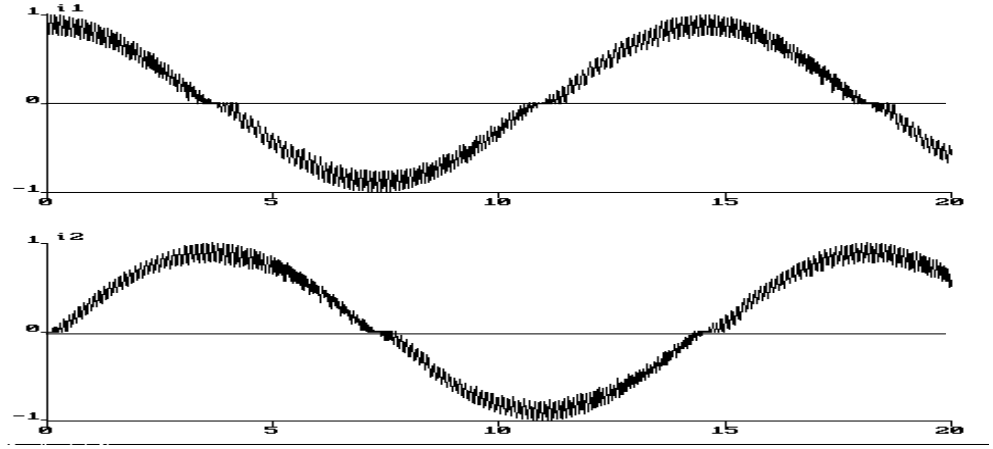


Рис. 1.22. Электрическое дробление шага, $t_2/t_1 = 1.0$ (моделирование)

Как видно, при удачной настройке соотношения длительностей интервалов отключения можно получить приемлемую ширину токового коридора (рис. 1.21).

1.4. Некоторые отличия и особенности управления вентильно-индукторными двигателями.

Как известно, существует два типа вентильно-индукторных машин (ВИМ): с внешним возбуждением и с самоподмагничиванием.

В первом типе двигателей обмотки питаются системой многофазных синусоидальных токов и, следовательно, требуют двуполярных схем управления фазой. Вторые питаются однополярными импульсами, обладают принципиальной независимостью процессов в фазах и более просты по конструкции.

Название вентильно-индукторного привода подразумевает работу в вентильном режиме – режиме автокоммутации фаз по сигналам с датчиков положения ротора, причем частота вращения вала определяется напряжением на звене постоянного тока, углом коммутации, конструкцией самой машины и рядом других факторов. Вентильный привод, в отличие от шагового, предназначен для работы в режиме непрерывного вращения. Строго говоря, ВИМ не относится к синхронным машинам, т.к. в ней скорость вращения ротора не равна скорости перемещения магнитного поля в пространстве в силу различного числа зубцов ротора и статора. Однако, аналогично шаговым двигателям, работа ВИМ носит дискретный характер даже при непрерывном вращении, и она может управляться в старт-стопном режиме, отрабатывая заданное положение. Принципы формирования фазных токов и способы коммутации ШД и ВИМ также во многом похожи, вплоть до того, что в ряде случаев одна и та же силовая часть может быть использована для управления обоими типами двигателей.

1.5. Выводы по главе.

1. Для задач, где отсутствуют высокие требования к диапазону скоростей, динамическим свойствам и точности позиционирования можно рекомендовать простейшие способы коммутации (одиночная, парная и смешанная), которые сравнительно просты с точки зрения аппаратной и программной реализации.
2. Там, где требуются хорошие динамические характеристики, высокая перегрузочная способность, плавность и точность позиционирования целесообразно использование схемы электрического дробления шага, применение которой во многих случаях позволяет даже отказаться от механических редукторов.
3. Применение релейных способов регулирования фазного тока типа «токовый коридор» можно рекомендовать для задач, где требуется точность поддержания ширины токового коридора, а непостоянство частоты коммутации ключей не играет большой роли.
4. Там, где требуется поддерживать частоту ШИМ более или менее постоянной целесообразно использование схем с принудительной синхронизацией момента включения фазы или фиксированным временем ее отключения; при наличии производительного процессора целесообразна программная реализация контура тока с регулятором тока.
5. Режим медленной расфорсировки обеспечивает небольшую частоту коммутации ключей и маленькую ширину токового коридора, однако его использование оправдано, пожалуй, лишь для одиночной коммутации, где нет опасности неконтролируемых коммутационных выбросов тока.
6. В большинстве остальных случаев целесообразно использование либо быстрой расфорсировки, либо смешанной расфорсировки с регулируемым соотношением длительностей интервалов отключения, что обеспечивает высокое быстродействие контура тока и подавление его бросков.

ГЛАВА 2. Сравнительный анализ и выбор перспективной элементной базы для проектирования комплектных шаговых и вентильно-индукторных приводов.

В данной главе на основе обзора перспективных интеллектуальных силовых модулей различной степени интеграции и специализированных микропроцессорных средств управления сделана попытка дать рекомендации по их применению для построения приводов в широком диапазоне мощностей.

2.1. Силовая часть.

В настоящее время достижения в области силовой полупроводниковой техники позволяют получать управляющие импульсы значительной мощности при небольших размерах самих элементов. Основная тенденция здесь – это объединение на одном кристалле силовой и управляющей частей с целью обеспечения прямого цифрового интерфейса с микропроцессорными системами управления без промежуточных драйверов. Такие известные фирмы-производители электронной техники, как Motorola, Advanced Micro Devices, Maxim, International Rectifier, ST Microelectronics, Mitsubishi и др., предлагают большое количество отдельных силовых ключей, транзисторных и диодных сборок, и так называемых интеллектуальных силовых модулей (Intelligent Power Modules – IPMs).

Анализ этой продукции позволяет сделать определенные выводы относительно целесообразности применения того или иного устройства для решения конкретной задачи. В зависимости от мощности привода возможно использование силовых модулей разной степени интеграции и функциональности (рис. 2.1). Разбиение на поддиапазоны и указанные числовые значения носят во многом условный характер, т.к. связь между мощностью силового модуля и соответствующей мощностью привода зависит от многих факторов, например, ха-

рактера питающей сети, способа управления двигателем и т.д. На наш взгляд, по возможности следует выбирать как можно более интегрированное решение (с учетом, конечно, производительности микропроцессорной части).

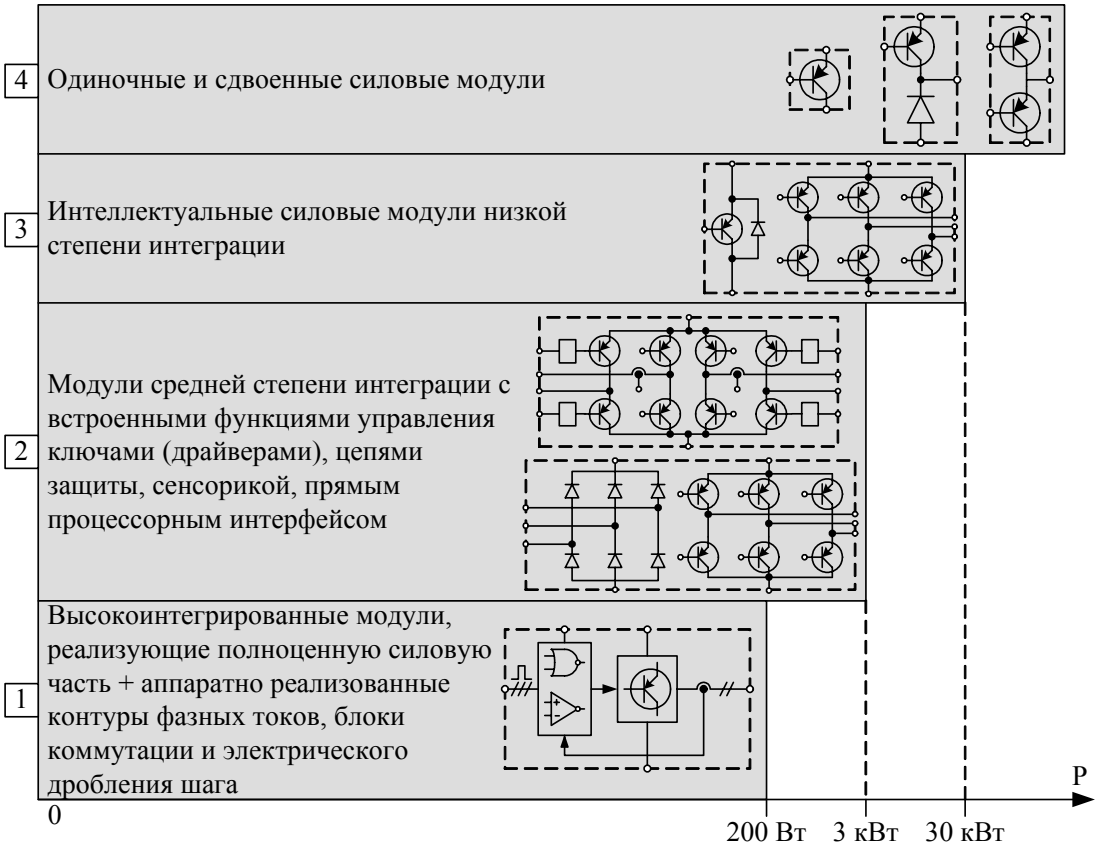


Рис. 2.1. Достижимая степень интеграции силовой элементной базы для приводов разной мощности

Далее сделана попытка проиллюстрировать эту диаграмму и дать рекомендации по выбору силовой элементной базы с использованием конкретных примеров.

2.1.1. Интеллектуальные гибридные модули с высокой степенью интеграции.

Силовые модули с высокой степенью интеграции существуют лишь для маломощных приводов (до 200 Вт). Только для таких нагрузок возможно на одном кристалле совместить стандартную многофазную силовую часть (например, на базе реверсивных мостовых схем) и достаточно сложную часть системы

управления, аппаратно реализующую такие высокоуровневые функции, как ШИМ-регуляторы тока (с несущей частотой от нескольких килогерц и выше), блоки одиночной, парной и смешанной коммутации, и даже электрического дробления шага. Вот несколько примеров.

Модуль GS-D200S (ST Microelectronics)

Этот интегрально-гибридный модуль (рис. 2.2) произведен фирмой ST Microelectronics (бывшая SGS-Thomson), имеет TTL-совместимые входы и предназначен для прямого цифрового управления двухфазными шаговыми двигателями с номинальным током до 2.5 А и напряжением питания до 42 В [20]. Он обеспечивает работу ШД в режимах одиночной, парной и смешанной (несимметричной) коммутации (рис. 1.10 – 1.12). Величина фазных токов задается внешними цепями, а их регулирование осуществляется методом принудительной синхронизации момента включения фазы (рис. 1.7) с частотой ШИМ от 17 до 34 кГц (регулируется аппаратно). Также аппаратно задается и тип расфорсировки – быстрая или медленная. Достоинство модуля – встроенные резистивные датчики тока, включенные в разрыв цепи питания каждого из двух мостов.

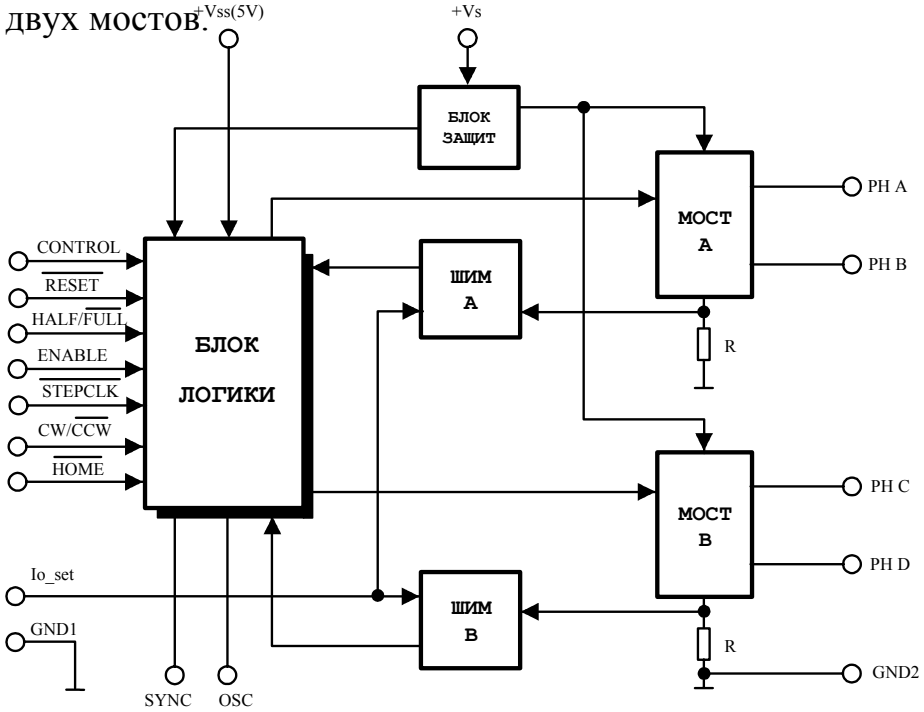


Рис 2.2. Структурная схема модуля GS-D200S

Рассмотрим кратко работу модуля. **Блок логики** обеспечивает отработку единичного шага (по переднему фронту на входе **STEPCLK**) и формирует требуемые для этого внутренние управляющие сигналы. Оба ШИМ-регулятора имеют один общий генератор импульсов. Когда поступает команда на включение фазы, ток увеличивается до значения, установленного с помощью вывода **Io_set**. Фактический ток контролируется встроенным сенсором R. При достижении уставки инвертор переводится в режим расфорсировки и ток уменьшается до следующего момента включения генератором ШИМ-регулятора. Тип расфорсировки задается сигналом **CONTROL**.

Как и все интеллектуальные силовые элементы, модуль имеет защиты от короткого замыкания на выходах и перегрева.

Модуль GS-D200M (ST Microelectronics)

Модуль GS-D200M (рис. 2.3) является «близнецом» только что рассмотренного модуля GS-D200S и обеспечивает управление двухфазными шаговыми двигателями аналогичной мощности в режиме электрического дробления шага. Величина тока в каждой из фаз задается двоичным 8-разрядным кодом (входы **D0-D7**) относительно амплитудного значения, которое устанавливается аппаратно (вход **Io_set**). Регулирование фазных токов осуществляется методом смешанной расфорсировки с фиксированным временем отключения (рис. 1.8).

Электрическое дробление шага осуществляется за счет управления регуляторами тока сигналами с ЦАП, преобразующими входной код в соответствующее значение тока. Максимальное значение кода (N=1111111) соответствует пиковому значению фазного тока. Семиразрядный цифровой код (восьмой разряд **D7** – знаковый) обеспечивает разрешающую способность, равную 1/128 от максимального значения. При отработке заданной величины выходной ток каждого моста измеряется с помощью сенсора R, усиливается ОУ и поступает на один из входов компаратора, в то время как второй вход соединяется с выходом ЦАП. Когда ток фазы достигает уровня, заданного в ЦАП, компаратор включает одновибратор, который запрещает работу моста в течение фиксированного внутри модуля интервала 32 мкс. Причем сначала включается режим быстрой

расфорсировки, а затем - медленной. Соотношение этих интервалов регулируется с помощью входов R_tA и R_tB.

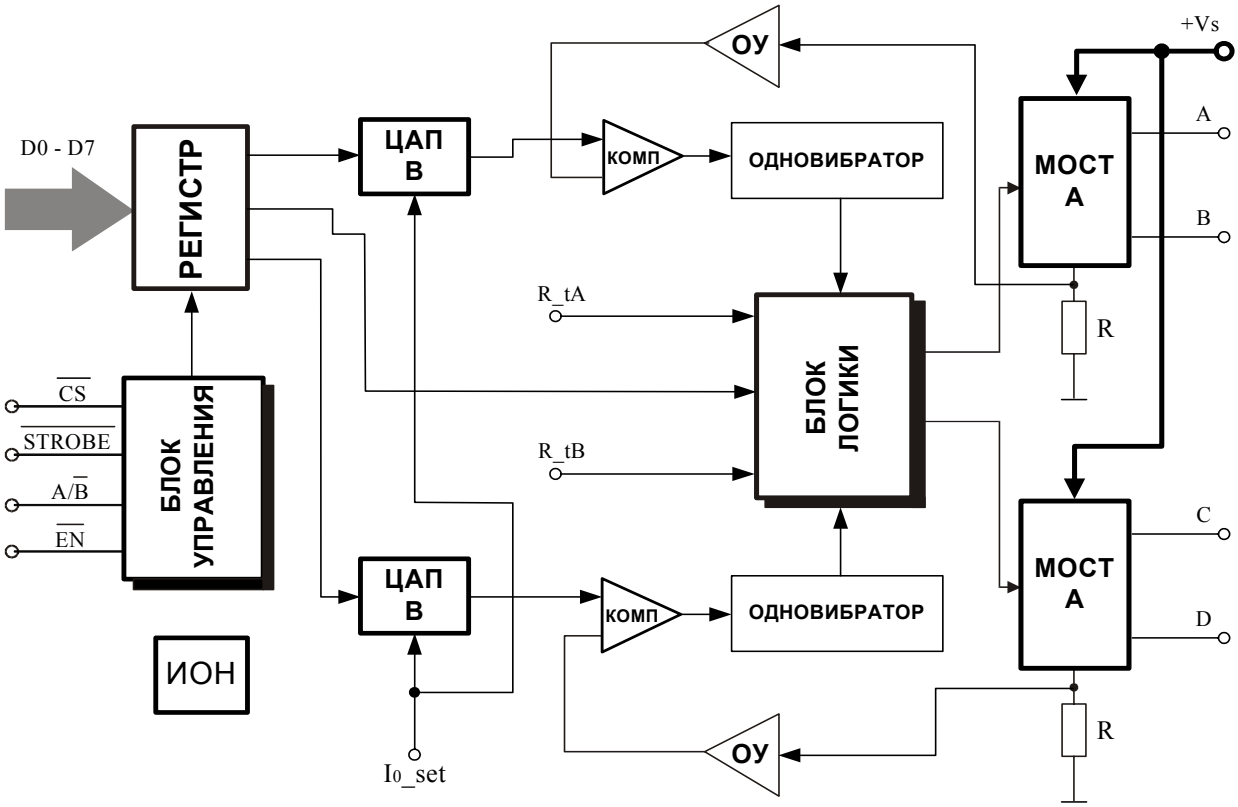


Рис. 2.3. Структурная схема модуля GS-D200M

Итак, мы рассмотрели первый вариант построения силовой части для маломощных приводов. Достоинство этого решения – невысокие требования к микропроцессорной системе управления, т.к. большинство функций управления двигателем реализовано аппаратно. Перейдем ко второму варианту.

2.1.2. Силовые модули средней степени интеграции (до 12-ти ключей).

Под этим вариантом подразумевается использование интеллектуальных силовых модулей, в которых отсутствуют какие бы то ни было средства организации контуров тока и управления фазами, а реализована лишь полноценная схема питания одной или нескольких фаз с соотвествующими драйверами для прямого сопряжения с цифровой системой управления и необходимый набор стандартных защит; возможно также интегрирование датчиков тока или допол-

нительных силовых элементов, например, диодного мостового выпрямителя. Такие модули существуют для приводов мощностью не более 3 кВт. Приведем несколько примеров для приводов разной мощности.

Модуль TLE-4729 (Siemens)

Данный модуль (рис. 2.4) предназначен для управления маломощными двухфазными шаговыми двигателями с номинальным фазным током до 0.7 А и напряжении питания от 5 до 16 В [21]. Он включает в себя два реверсивных силовых моста (Н-моста), драйвер сопряжения с цифровой системой управления и стандартный набор защит. Встроенные датчики тока отсутствуют.

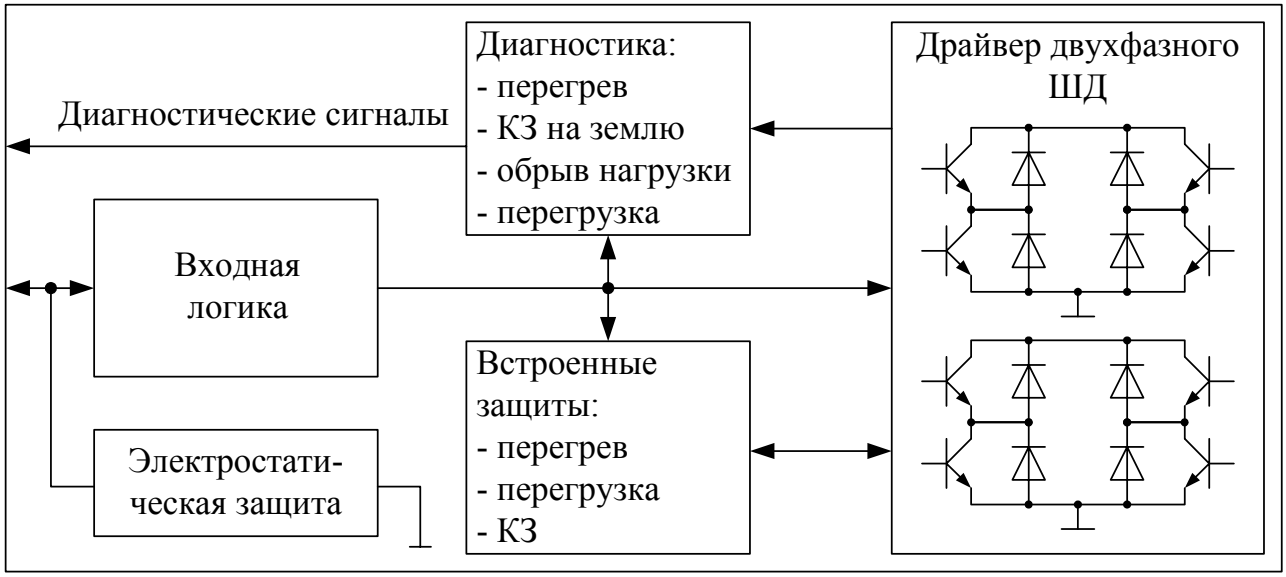


Рис. 2.4. Структурная схема модуля TLE-4729

Здесь хотелось бы еще отметить еще одну тенденцию в развитии силовой электроники. Рядом фирм разработаны уникальные технологии снижения переходного сопротивления ключей в открытом состоянии. В обычных изделиях оно составляет от 0.5 до 1.2 Ом, что вызывает большой нагрев и потери энергии. В разработанной фирмой Siemens серии TrilithIC это сопротивление составляет от 0.1 до 0.15 Ом, что при достаточно большой мощности нагрузки (до 100 Вт) позволяет даже отказаться от дополнительного радиатора [21]. Скоро ожидаются устройства с переходным сопротивлением 0.08 и даже 0.06 Ом (серия VIPower фирмы ST Microelectronics [22]).

Модуль LMD18200 (National Semiconductor)

Данный модуль (рис. 2.5) содержит всего один силовой мост, предназначенный для управления нагрузкой с номинальным током до 3 А (в импульсе – до 6 А) и напряжением до 55 В [18].

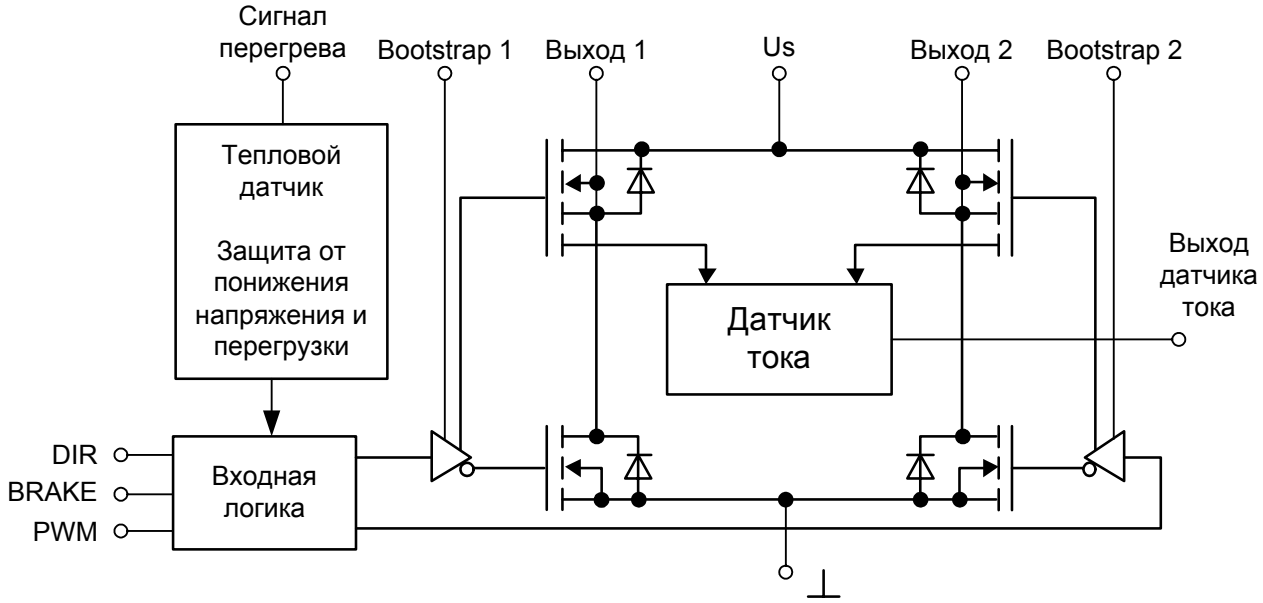


Рис. 2.5. Структурная схема модуля LMD18200

Существенное преимущество модуля в том, что он содержит встроенный датчик тока, выполненный по так называемой технологии SenseFET. Данное обстоятельство значительно облегчает построение достаточно качественного контура тока, хотя имеются и определенные ограничения: датчик измеряет ток только в верхних ключах и отсутствует информация о направлении тока. Поэтому может потребоваться разработка специальных программных методов устранения этих недостатков (см. главу 4). Трех управляющих сигналов (**DIR**, **BRAKE** и **PWM**) достаточно для реализации любого метода управления фазой.

Модуль PS11014 (Mitsubishi)

Данный модуль (рис. 2.6) включает в себя фактически законченную силовую часть для управления трехфазными двигателями мощностью до 750 Вт и линейным напряжением до 200 В [17]. Помимо мостового инвертора на IGBT-ключах в него интегрирован трехфазный диодный выпрямитель, ключ для слива энергии торможения и даже датчики тока, информация с которых доступна разработчику.

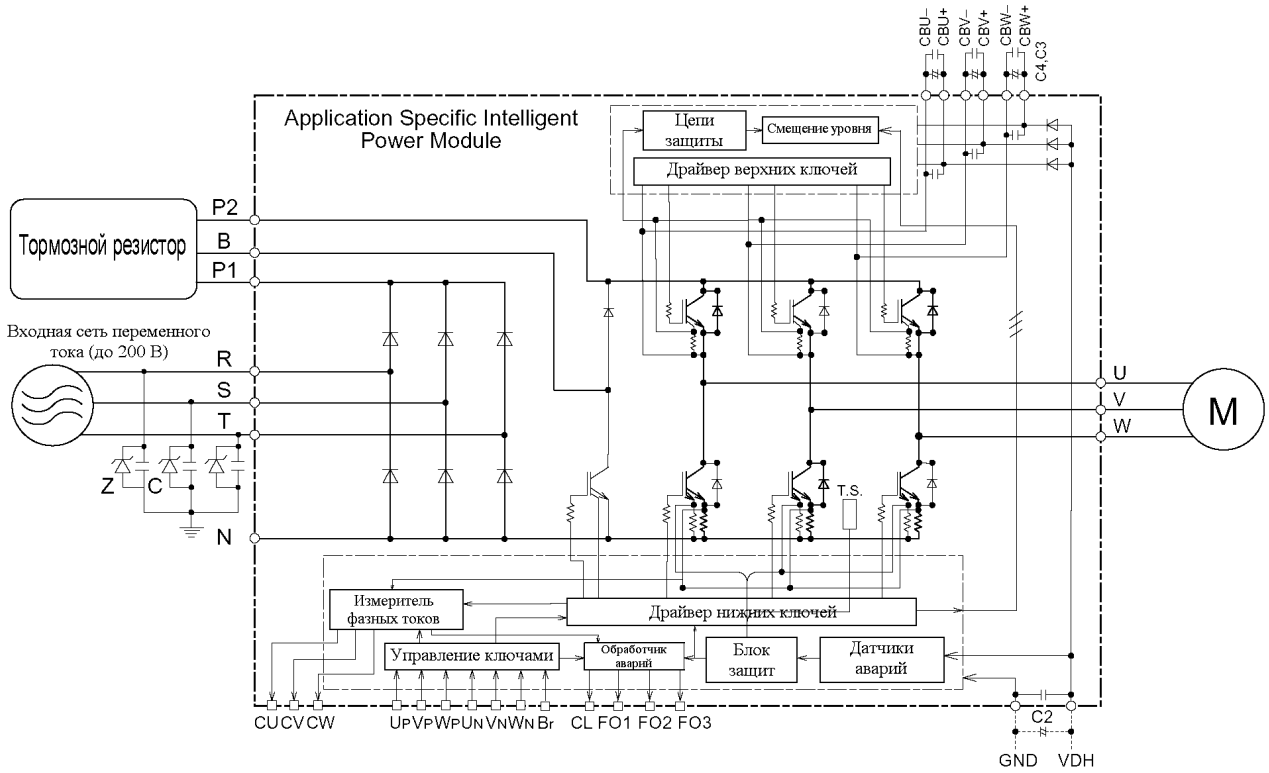


Рис. 2.6. Структурная схема модуля PS11014

Следует отметить, что в сегодняшних условиях постоянного роста производительности микропроцессорных средств функции по реализации контуров тока, блоков коммутации и электрического дробления шага можно полностью реализовать программно, существенно снизив размеры и стоимость конечного изделия. В этом смысле только что рассмотренный второй вариант построения силовой части для маломощных приводов во многих случаях конкурирует с первым вариантом (раздел 2.1.2) и является, по нашему мнению, более предпочтительным и перспективным.

2.1.3. Силовые модули низкой степени интеграции (менее 12 ключей).

Для диапазона мощностей от 3 кВт и выше различия между силовыми модулями носят уже в основном количественный характер – по числу ключей в корпусе. Как правило, в них реализована лишь стандартная схема питания фаз, например, 3-х фазный мостовой инвертор с набором защит. Для мощностей свыше 30 кВт существуют лишь силовые модули с одним или двумя силовыми

ключами. Причем по мере роста мощности даже уменьшается функциональность встроенных драйверов, и все большая часть функций сопряжения с цифровой системой управления перекладывается на плечи дополнительной внешней обвязки. Вот несколько примеров.

Модуль PM75DSA120 (Mitsubishi)

Этот модуль (рис. 2.7) содержит два идентичных силовых ключа с обратными диодами, соединенных последовательно (т.н. «стойка»), и предназначен для работы при напряжениях до 1200 В и токе до 75 А [17].

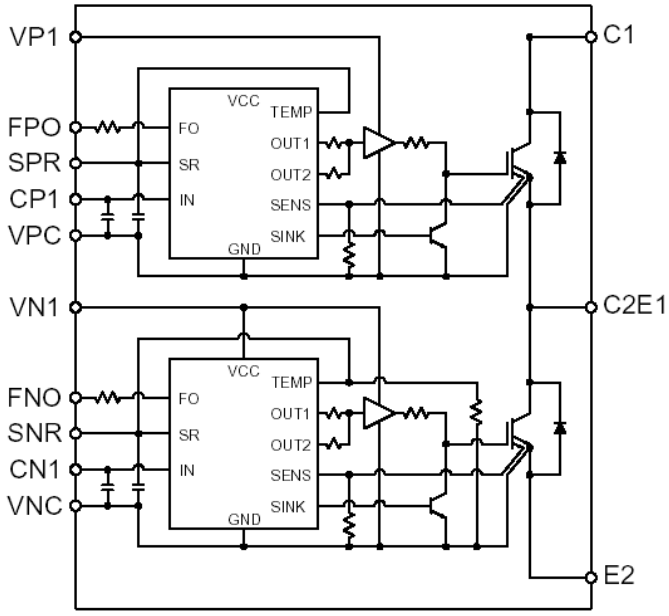


Рис. 2.7. Структурная схема модуля PM75DSA120

Для модулей малой и средней мощности драйвер прямого сопряжения с микропроцессорной частью удается полностью реализовать внутри корпуса. Для мощных же устройств (рис. 2.7) приходится использовать внешние дополнительные схемы сопряжения.

Естественно, что силовую часть маломощных приводов тоже можно реализовать на базе модулей с одним или двумя дискретными элементами, например, показанного на рис. 2.8 [16]. Этот способ является самым традиционным, но его применение оправдано только в тех случаях, когда требуется реализовать нестандартные схемы питания фаз двигателя.

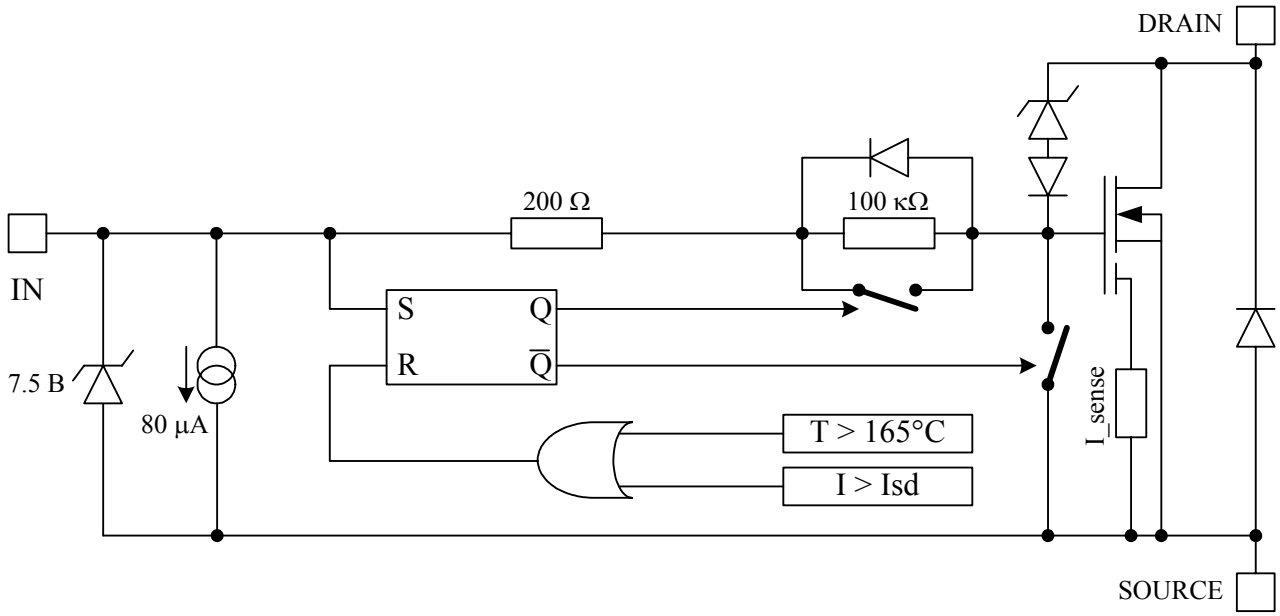


Рис. 2.8. Структурная схема модуля IPS0151, International Rectifier (35 В, 4А)

2.2. Управляющая микропроцессорная часть.

2.2.1. Основные требования к микроконтроллерам.

Анализ существующей силовой элементной базы и схемотехнических решений показывает, что для построения качественной и многофункциональной системы управления двигателями (в том числе шаговыми и вентильно-индукторными) управляющая микропроцессорная часть должна удовлетворять следующим основным условиям:

- Наличие многоканального модуля сравнения для формирования импульсных сигналов различной формы, в частности ШИМ-сигналов с центрированной, фронтальной и, возможно, векторной модуляцией и аппаратно реализованной функцией генерации так называемого «мертвого времени», исключающего одновременное открытие ключей стойки мостового выпрямителя и КЗ между шинами силового питания.
- Наличие блоков захвата для оперативного реагирования системы на внешние события и для обработки сигналов с различных импульсных датчиков, в том числе датчиков положения ротора.

- Для ряда задач желательно наличие аппаратного квадратурного декодера для обработки сдвинутых относительно друг друга на 90° сигналов с импульсных датчиков положения.
- Наличие многоканального быстродействующего аналого-цифрового преобразователя с временем преобразования не более 10 мкс и разрядностью не менее 10 для организации контуров регулирования фазных токов, технологических переменных, реализации защит и т.п.; для задач векторного управления двигателем желательна уже разрядность 12-16 бит.
- Наличие развитой системы портов ввода/вывода для управления технологическим оборудованием и связи с внешней системой управления, а также для подключения дополнительных периферийных устройств.
- Открытая архитектура и/или наличие быстродействующего внутреннего интерфейса связи для подключения дополнительных быстродействующих периферийных устройств, таких как пультов оперативного управления, плат ввода/вывода, часов реального времени и т.д.
- Для ряда применений желательно наличие коммуникационных последовательных интерфейсов (RS-232/485, CAN) для высокоскоростной связи с системами управления верхнего уровня и даже построения локальных промышленных сетей.
- Возможность многократной и быстрой загрузки/корректировки программного обеспечения с персонального компьютера без использования специальных средств (таких как программатор или ультрафиолетовое стирание); желательно также наличие развитых программно-аппаратных средств создания и отладки программ.
- Достаточно высокая производительность (не менее 10-20 миллионов операций в секунду) и, по возможности, наличие функций цифровой обработки сигналов (DSP) для построения эффективных цифровых регуляторов и фильтров.

В настоящее время различными фирмами выпускается несколько типов микроконтроллеров так называемой серии «Motor Control», специально разработанных для управления двигателями, которые в той или иной степени отвечают сформулированным требованиям. Лет пять назад лидерство в этой области принадлежало компаниям Intel, Siemens (Infineon) и Motorola. Эти кристаллы построены по традиционной архитектуре, имеют достаточный набор периферийных устройств и все еще востребованы для ряда простых и дешевых применений. Однако сегодня требования к производительности настолько возросли, что в борьбу за рынок включились компании, специализирующиеся на производстве процессоров для цифровой обработки сигналов (DSP), такие как Texas Instruments и Analog Devices. Превосходя своих предшественников по производительности почти на порядок DSP-микроконтроллеры позволяют строить однопроцессорные системы векторного и бездатчикового управления двигателями, беря на себя многие функции, которые раньше решались аппаратно, что приводит к уменьшению стоимости системы в целом, повышению ее гибкости и надежности.

Таблица 2.1. Сравнительная характеристика микроконтроллеров различных фирм для управления двигателями

Тип процессора		Тактовая частота, МГц	Объем ОЗУ/ПЗУ /Flash	Число каналов ШИМ	Число каналов АЦП/быстродействие	Последовательные порты	CAN-интерфейс
SAF-C504-L40M (Siemens)		40	256/16K/– байт	6	8/5 мкс	SCI	–
Intel	8xC196MC	16	488/16K/ – байт	8	13/10 мкс	SIO/EPA	–
	8xC196MH	16	744/32K/ – байт	8	8/10 мкс	SIO/EPA	–
Texas Instruments DSP	TMS320F241	20	544/–/8K слов	8	8/900 нс	SCI/SPI	Есть
	TMS320LF2407A	40	2.5/–/32K слов	16	16/500 нс	SCI/SPI	Есть

Сравнительные характеристики некоторых микроконтроллеров для управления двигателями приведены в таблице 2.1. Все кристаллы имеют похожий набор встроенных периферийных устройств для управления двигателями, таких как генераторы ШИМ-сигналов, традиционно построенных с использованием аппаратных таймеров и модулей сравнения. Имеется набор портов ввода/вывода, многоканальные АЦП, тот или иной интерфейс связи с внешними устройствами и т.п.

2.2.2. Специализированные микроконтроллеры для управления двигателями первого поколения.

Типичным представителем данных устройств является микроконтроллер Intel 8XC196MH, принадлежащий к семейству микроконтроллеров MCS-196 [9, 15], которые являются однокристальными микроЭВМ с интеграцией на кристалл центрального процессора оперативной памяти (ОЗУ), постоянной памяти (ПЗУ) и заданного спецификой применения набора периферийных устройств. Все микроконтроллеры построены по модульному принципу и содержат базовый блок, имеющий единую архитектуру для всех изделий серии MCS-196, а также блок периферийных устройств (рис. 2.9).

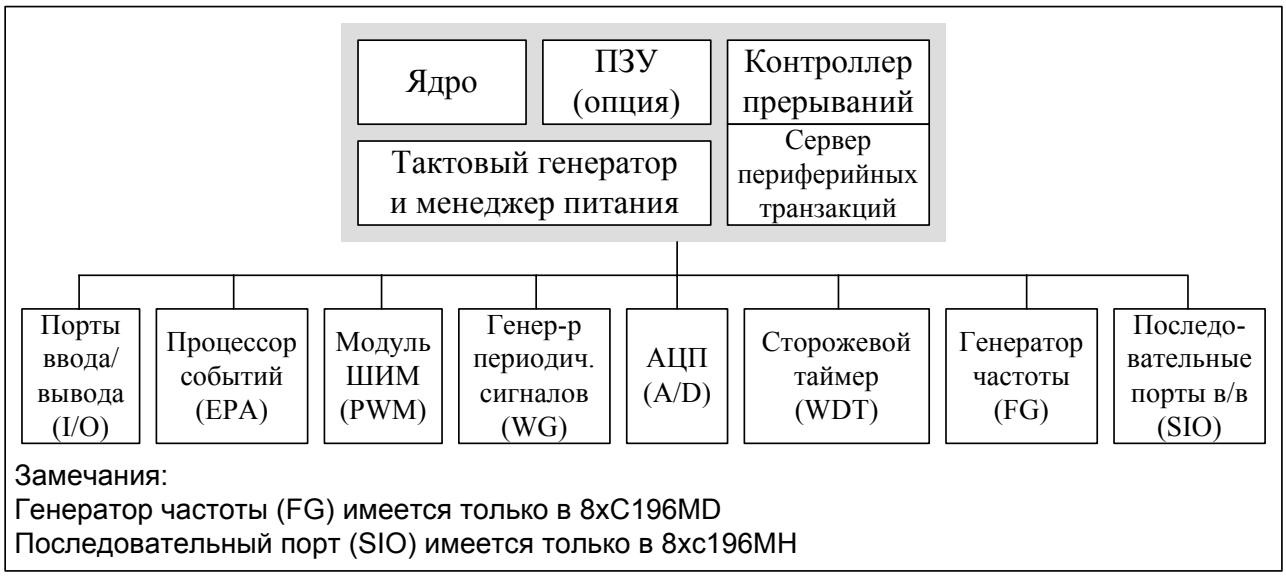


Рис. 2.9. Типовая архитектутра микроконтроллеров семейства MCS-196

Устройства, относящиеся к базовому блоку микроконтроллера, общему для всех изделий серии MCS-196, выделены на рис. 2.9. фоном. К ним относится ядро микроконтроллера (Core) или модуль центрального процессора, встроенный генератор тактовой частоты и система управления питанием (Clock and Power Mgmt.), интегрированное на кристалл постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), которое в зависимости от модификации микроконтроллера может отсутствовать (Optional ROM), контроллер прерываний (Interrupt Controller), а также сервер периферийных транзакций (PTS) - специализированный контроллер прерываний, обеспечивающий быстрый обмен данными между периферийными устройствами и памятью практически без участия центрального процессора.

В набор интегрированных на кристалл периферийных устройств для микроконтроллеров 8xC196MC/MD/MH входят:

- порты ввода/вывода (I/0);
- процессор событий (EPA);
- генератор широтно-импульсных сигналов (PWM);
- многоканальный генератор периодических сигналов (WG);
- аналого-цифровой преобразователь (A/D);
- сторожевой таймер (WDT);
- генератор частоты (FG);
- последовательные порты ввода/вывода данных (SIO).

Полная блок-схема микроконтроллера 8xC196MH с указанием связей между блоками и распределением портов ввода/вывода для обслуживания интегрированных на кристалл периферийных устройств представлена на рис. 2.10.

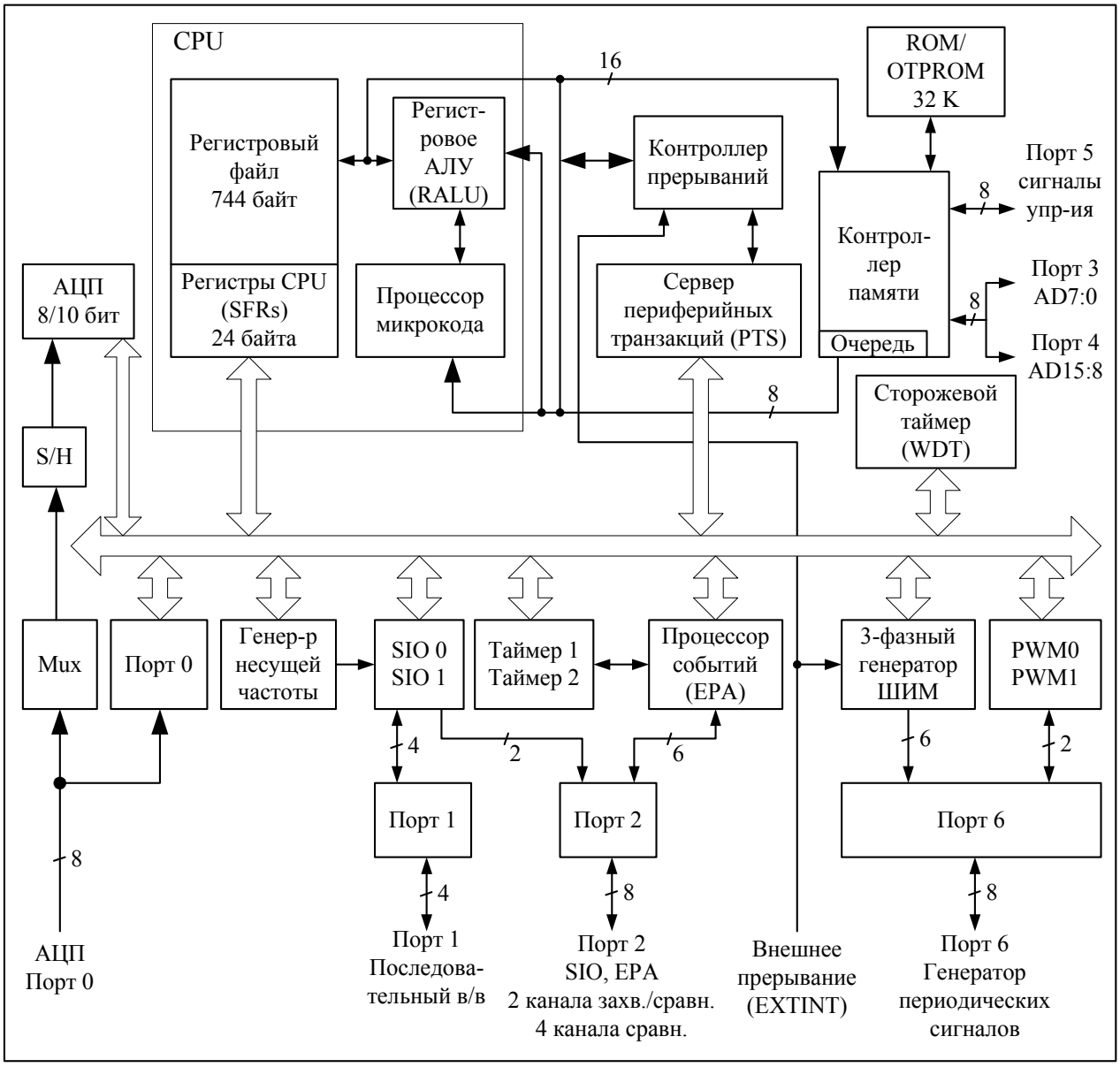


Рис. 2.10. Блок-схема микроконтроллера 8XC196MH

Прямое цифровое управление инверторами, прерывателями и другими устройствами преобразовательной техники требует формирования многоканальных ШИМ-сигналов программно-изменяющейся скважности и, возможно, частоты (несущей). Например, для управления инверторами преобразователей частоты для регулирования скорости асинхронных электроприводов требуется формирование по меньшей мере шести ШИМ-сигналов, каждые два из которых комплиментарны, с возможностью изменения скважности на каждом периоде ШИМ и быстрого блокирования всех каналов в случае аварии.

Данная задача может быть решена с использованием процессора событий. Однако при этом неизбежны некоторые ограничения, в частности - ограничения по минимальному и максимально-возможному значению скважности. Явно выраженная потребность в эффективном решении подобных задач в связи с бурным развитием во всем мире так называемых энергосберегающих технологий привела специалистов Intel к необходимости создания специального периферийного устройства - генератора периодических сигналов (3-Phase Waveform Generator), которое могло бы эффективно выполнять указанные функции. Генератор периодических сигналов - это сложное устройство, аналог которого на микросхемах средней степени интеграции занимает несколько печатных плат. Он состоит из трех крупных блоков:

- Блока цифрового опорного генератора (Timebase Generator) , который создает опорную “цифровую пилу” заданного периода (Waveform Period) и может работать как в режиме “пилообразной”, так и “треугольной” ШИМ-модуляции. Первый режим используется тогда, когда необходима ШИМ-модуляция обычного типа, так называемая “фронтовая” модуляция, а второй - когда требуется более совершенная, так называемая “центрированная” ШИМ-модуляция, основное преимущество которой состоит в резком уменьшении гармонических искажений при создании, например, многоканальных синусоидальных выходных сигналов (асинхронные привода, источники стабилизированного питания и др.).
- Блока 3-х канального цифрового компаратора, (драйвера формирования сигналов фаз - Phase Driver), в котором на основе текущего задания скважности по каждому из каналов и обычного вертикального принципа управления (то есть сравнения задания с цифровой пилой) формируются три независимых ШИМ-сигнала WG1, WG2, WG3. Эти сигналы дополняются своими “комплиментарными” аналогами WG1#, WG2#, WG3# путем инвертирования и получается шесть выходных ШИМ-сигналов. Все комплиментарные сигналы могут быть сформированы с учетом так называемого “мертвого времени” (Dead Time), единого для всех каналов: включение одного из сигналов про-

изводится только спустя некоторое время после выключения другого. Тем самым реализуется программная защита стойки инвертора, управляемой парой сигналов WGn, WGn# от сквозного тока.

- Блока управления выходами генератора периодических сигналов (Output Control), который позволяет: программно включить или выключить любой из сигналов WGn или WGn# (разрешить выдачу ШИМ-сигнала PWM, выдать высокий уровень High, выдать низкий уровень Low); назначить для выходов генератора активный уровень сигнала (либо логический 0, либо 1) и исключить тем самым необходимость во внешних инверторах; практически мгновенно (менее 2 мкс) перевести все выходы генератора периодических сигналов в неактивное состояние при получении сигнала аварии; выключить все ШИМ-выходы программным путем, когда потребуется запирание инвертора.

Генератор периодических сигналов позволяет в широких пределах регулировать частоту и период ШИМ (от 0.25 мкс до 16 мс для центрированной модуляции и от 0.125 мкс до 8 мс для фронтовой модуляции), обеспечивая формирование сигналов любой наперед заданной формы с частотой несущей до 20 кГц и регулируемым “мертвым временем” в диапазоне от 0.125 мкс до 125 мкс.

2.2.3. Специализированные высокопроизводительные DSP-микроконтроллеры.

В настоящее время одним из лидеров в производстве специализированных DSP-микроконтроллеров является фирма Texas Instruments. Для решения задач средней сложности (управление двигателями с числом фаз не более трех-четырех и не очень сложной математикой) ею разработан 16-разрядный DSP-процессор TMS320F241 (рис. 2.11), который входит в серию микроконтроллеров для управления двигателями C24xx [23].

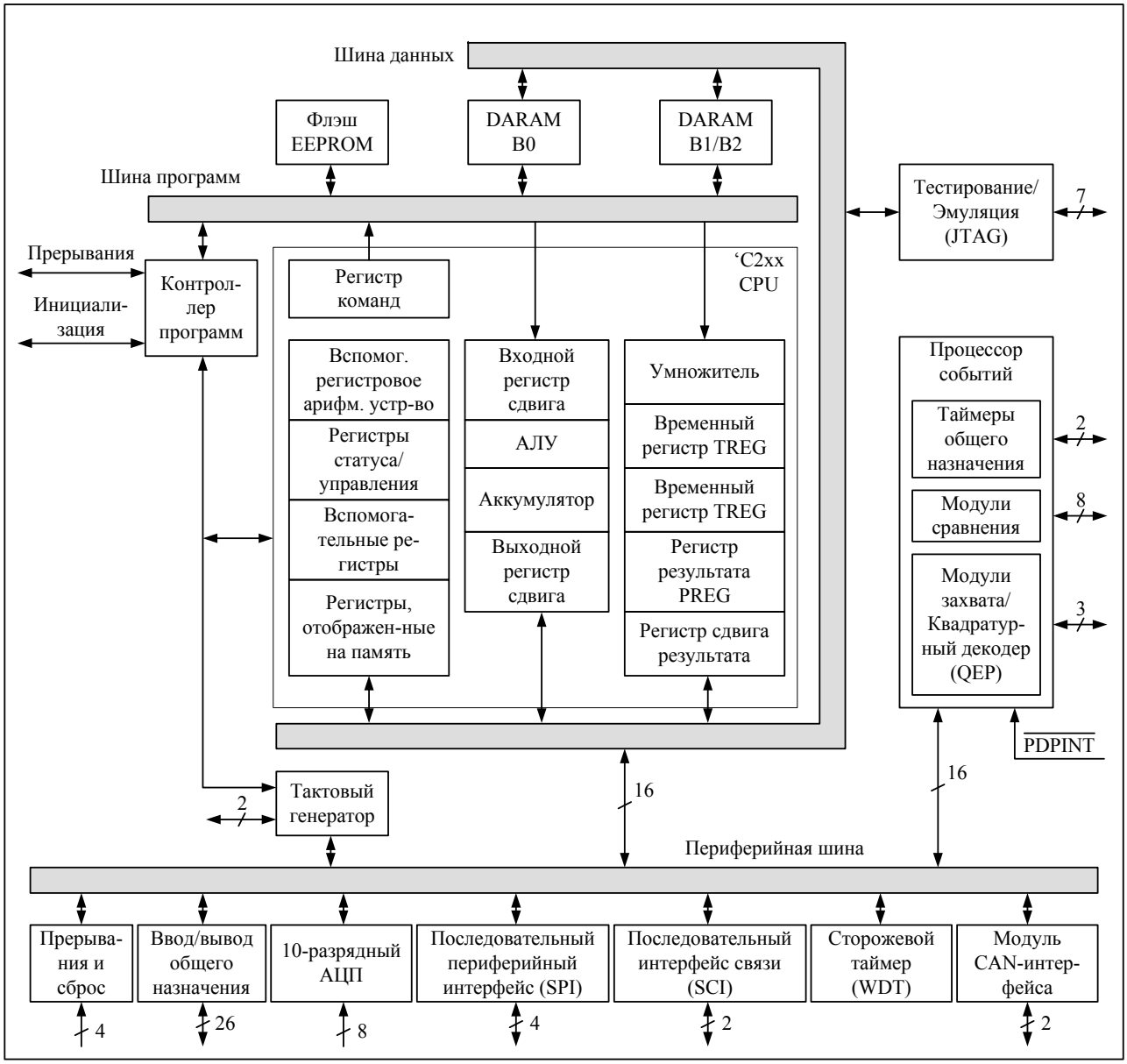


Рис. 2.11. Блок-схема микроконтроллера TMS320F241

Он имеет модифицированную Гарвардскую архитектуру и систему команд, рассчитанную на эффективное решение задач управления в реальном времени, включая команды цифровой обработки данных, а также мощный набор встроенных периферийных устройств, главным из которых является менеджер событий, представляющий собой интеграцию высокопроизводительного многоканального процессора событий с многорежимным ШИМ-генератором. На кристалл интегрированы также квадратурный декодер, аналого-цифровой преобразователь, сторожевой таймер и контроллеры типовых интерфейсов CAN, SPI, SCI. Его основные характеристики:

- ядро TMS320x2xx;
- 20 MIPS (миллионов операций в секунду), время выполнения команды 50 нс;
- промышленный (–40 ÷ +80°C) и автомобильный (–40 ÷ +125°C) температурные диапазоны;
- 544 слова (×16 бит) встроенной памяти программ/данных двойного доступа (DARAM);
- 8К слов (×16 бит) встроенной флэш-памяти с возможностью перепрограммирования по последовательному каналу связи RS-232 непосредственно от персонального компьютера;
- 8 ШИМ выходов, 6 из которых предназначены для управления трехфазным инвертором и являются попарно комплиментарными;
- 3 модуля захвата (2 из них могут работать в квадратурном режиме);
- 10-разрядный АЦП с восьмиканальным мультиплексором и временем преобразования на один канал – 850 нс (используются 5 каналов); время псевдоодновременной выборки по двум каналам – 1,7 мкс;
- дискретный ввод/вывод (26 контактов);
- сторожевой таймер;
- последовательный коммуникационный интерфейс SCI;
- последовательный интерфейс SPI для подключения дополнительных периферийных устройств;
- сетевой CAN-интерфейс;
- JTAG-интерфейс для загрузки и отладки программ пользователя в реальном времени с помощью так называемых внутрисхемных эмуляторов, а также программирования встроенной флэш-памяти программ.

Фирма Texas Instruments предлагает большой набор дополнительных средств, существенно упрощающих разработку как аппаратной, так и программной частей проектируемых систем управления. К ним, например, относятся:

- Оценочные платы (Evaluation Boards), служащие для ознакомления с процессором и его возможностями и содержащие, собственно, сам процессор, дополнительную внешнюю память и дополнительные устройства, например, быстодействующий ЦАП, встроенный внутрисхемный эмулятор и т.д.
- Внутрисхемные эмуляторы, подключаемые к JTAG-интерфейсу и служащие для отладки и загрузки программ с помощью персонального компьютера.
- Среда отладки “Code Composer”, значительно облегчающая разработку больших проектов, их отладку в реальном времени (посредством внутрисхемных эмуляторов) или в режиме симулятора, визуализацию обрабатываемых данных в виде графических окон внутри настраиваемой рабочей среды и ряд других возможностей.

Для решения более серьезных задач фирмой Texas Instruments был выпущен DSP-микропроцессор TMS320LF2407A. Он является одной из последних разработок и продолжает линейку специализированных контроллеров семейства C2xx, сохраняя общие архитектурные особенности этой серии [23]. Его функциональная схема приведена на рис. 2.12.

Его функциональные возможности допускают управление асинхронными, синхронными, шаговыми, гистерезисными, вентильными и вентильно-индукторными двигателями с различным числом фаз, вплоть до 6. Уникальной особенностью этого контроллера является возможность управления сразу двумя мостовыми инверторами. Кристалл позволяет формировать одновременно 16 ШИМ-сигналов. Эти сигналы могут использоваться для управления ключами инверторов, ключами преобразователей постоянного напряжения в постоянное (DC/DC), ключами цепей приема энергии рекуперативного торможения в балластные резисторы, ключами управления дополнительным оборудованием, таким как обмотки возбуждения двигателей, электромагнитные тормоза и пр.

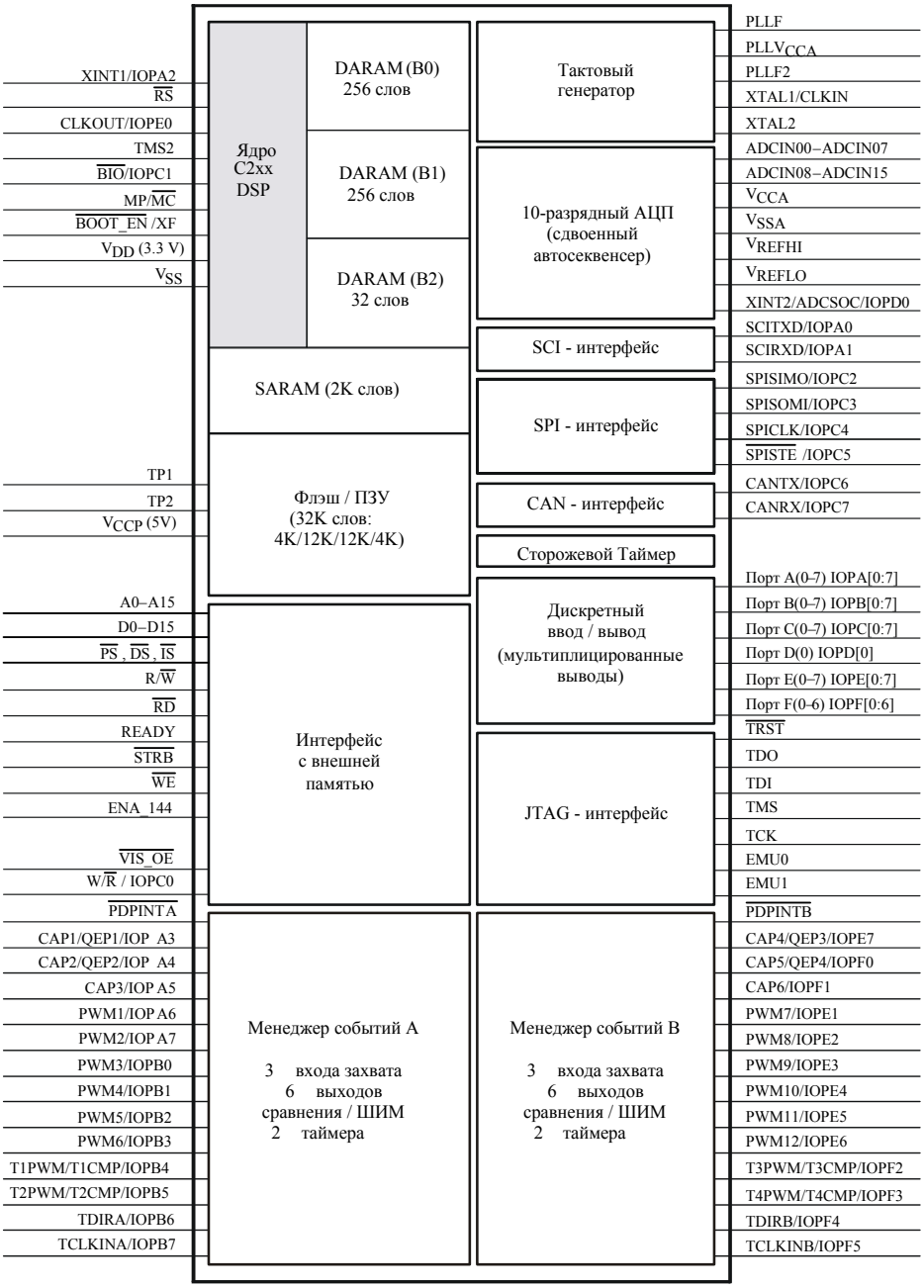


Рис. 2.12. Функциональная схема микроконтроллера TMS320LF2407A

Высокая тактовая частота (30/40 мГц) обеспечивает реализацию на этом процессоре сложных алгоритмов векторного и бездатчикового управления двигателями, управления преобразователями частоты с активными выпрямителями и инверторами с рекуперацией энергии торможения в сеть, управления двухдвигательными и двухинверторными электромеханическими системами. Он имеет 16 аналоговых входов, что позволяет легко использовать данный котроллер в системах, где имеется значительное количество различных датчиков, та-

ких как датчики фазных токов и напряжений двигателя, датчик напряжения звена постоянного тока, входного и выходного напряжений DC/DC преобразователей, а также датчиков различных технологических переменных. Увеличены объемы встроенной памяти, а также имеется возможность подключения внешнего ОЗУ.

Как и все микроконтроллеры семейства, TMS320LF2407A имеет встроенный квадратурный декодер для обработки сигналов с импульсных датчиков положения и широкий набор последовательных и сетевых интерфейсов (SCI, SPI и CAN).

Проведенный обзор цифровых средств управления показывает, что растущие производительность и функциональные возможности современных микроконтроллеров для управления преобразовательной техникой позволяют сегодня на базе одного кристалла реализовать такие алгоритмы управления, которые раньше были вообще не реализуемы, либо требовали создания громоздкой аппартной части. Относительно невысокая стоимость таких микропроцессоров позволяет использовать более простую силовую элементную базу (например, описанную в разделе 2.1.2) и улучшить массо-габаритные параметры системы управления.

2.3. Выводы по главе.

1. Для реализации силовой части шаговых и вентильно-индукторных приводов малой мощности (до нескольких сотен ватт) наиболее целесообразно использование не отдельных ключей, а интеллектуальных интегрально-гибридных модулей, причем:
   а) при использовании сравнительно медленных микропроцессорных средств общего назначения с тактовой частотой менее 20 МГц и простой периферией лучше использовать высокоинтегрированные силовые модули, реализующие на аппаратном уровне такие функции, как регуляторы фазных токов, блоки одиночной, парной и смешанной коммутации, а также электрического дробления шага;
   б) при наличии высокопроизводительного специализированного микроконтроллера для управления двигателями (в частности, с DSP-функциями) большую часть алгоритмов можно реализовать программно, а силовая часть может быть представлена модулями, которые реализуют лишь необходимую схему питания фаз и, возможно, имеют встроенные датчики тока; данный вариант представляется нам более перспективным.
2. Для приводов мощностью до 3 кВт возможно использование силовых модулей средней степени интеграции с встроенными драйверами для сопряжения с процессорной частью и числом ключей до 12, которые помимо реализации стандартной схемы питания фаз, могут включать, например, диодный выпрямитель, ключ для слива энергии торможения, а также датчики тока.
3. Для мощных, многофазных приводов или при нестандартной схеме питания фаз единственное решение – использование силовых модулей низкой степени интеграции (одиночных или сдвоенных ключей), по возможности, с набором встроенных защит и драйверами для сопряжения с цифровой системой управления.

ГЛАВА 3. Разработка систем управления многоосевым позиционным электроприводом на базе высокоинтегрированных инверторов тока.

Данная глава посвящена основным этапам разработки системы управления многоосевым позиционным электроприводом на базе силовых интеллектуальных модулей высокой степени интеграции с аппаратно реализованными контурами фазных токов, блоками коммутации, электрического дробления шага и специализированных микроконтроллеров для управления двигателями.

3.1. Разработка инверторов тока.

Первым этапом проектирования преобразовательных устройств для управления двигателями является выбор силовой элементной базы в соответствии с мощностью привода, принципами управления двигателем, производительностью предполагаемой микропроцессорной части, и последующая проработка структуры инвертора тока. При этом необходимо учитывать специфику задачи. Если не предъявляется высоких требований к точности позиционирования, плавности перемещения и диапазону скоростей, то целесообразно применение более дешевых устройств, реализующих одиночную, парную и/или смешанную коммутацию. В противном случае, наилучшее решение – использование инверторов тока с электрическим дроблением шага.

3.1.1. Инвертор тока для реализации одиночной, парной и смешанной коммутации.

Для построения инвертора такого типа был взят силовой интеллектуальный модуль GS-D200S фирмы ST Microelectronics, рассмотренный нами в главе 2 (рис. 2.2). Предложенная структура платы инвертора показана на рис. 3.1.

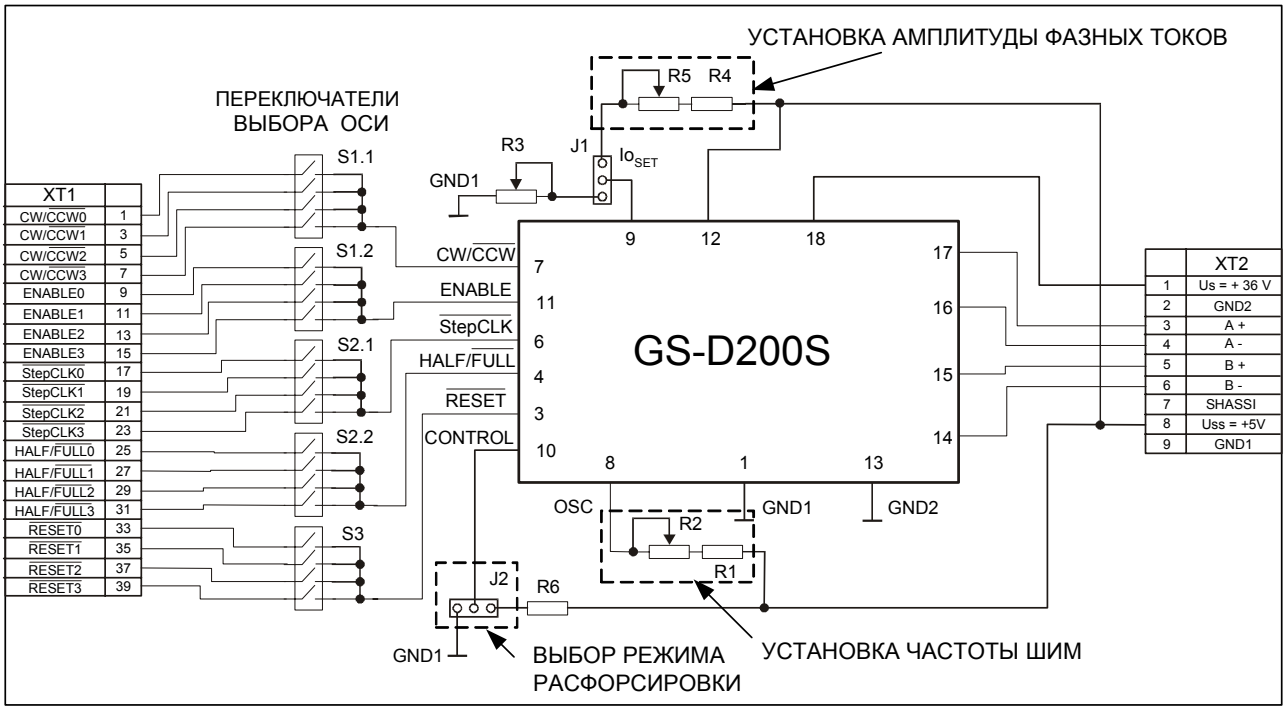


Рис. 3.1. Структура инвертора для одиночной, парной и смешанной коммутации двухфазных ШД

Прежде всего, были выделены сигналы управления, которые должна формировать внешняя микропроцессорная система управления (разъем XT1 на рис. 3.1). Для инверторов такого типа, как правило, используется всего один основной управляющий сигнал (в нашем случае это STEPCLK), представляющий собой последовательность импульсов (унитарный код), передний или задний фронт которых приводит к отработке одного целого или половинного шага.

Таблица 3.1. Назначение управляющих сигналов (разъем XT1, рис. 3.1)

Номера контактов	Обозначение	Назначение
1,3,5,7	**CW/$\overline{\text{CCW}}$**	Вход управления направлением движения: "1" или нет соединения - вращение по часовой стрелке. Физически направление движения зависит от подключения обмоток.
9,11,13,15	**ENABLE**	Вход разрешения работы модуля: "0" - выключение инвертора (возможно позиционирование обесточенного двигателя вручную). "1" - включение для нормального режима работы.
17,19,21,23	**$\overline{\text{StepCLK}}$**	По переднему фронту этого сигнала двигатель отрабатывает шаг.
25,27,29,31	**Half / $\overline{\text{Full}}$**	Вход выбора половинного/целого шага: "1" или нет соединения - половинный шаг.
33,35,37,39	**$\overline{\text{RESET}}$**	Асинхронный вход сброса. "0" на этом выводе переводит внутреннюю логику в исходное состояние (A B C D = 0 1 0 1).

Остальные сигналы являются статическими и носят вспомогательный характер (таблица 3.1). О назначении переключателей выбора оси будет рассказано ниже.

Далее прорабатываются дополнительные регулировочные цепи для аппаратной установки режимов и параметров работы инвертора. Как отмечалось ранее, ШИМ-регулирование фазных токов в рассматриваемом модуле осуществляется методом принудительной синхронизации моментов включения фаз (глава 1, рис. 1.7).

Тип расфорсировки задается положением джампера J2 (рис. 3.1). Верхнее положение (показано на рисунке) соответствует первому импульсному режиму (медленная расфорсировка). Нижнее положение соответствует второму импульсному режиму (быстрая расфорсировка).

Величина фазного тока двигателя, установленная на заводе, составляет 2 А. Существует возможность изменения величины этого тока. Диапазон регулирования фазных токов разбит на два поддиапазона, выбор которых осуществляется джампером J1 (рис. 3.1). Верхнее положение соответствует диапазону 0...2 А, нижнее – 2...2.5 А. Регулирование токов внутри поддиапазонов осуществляется подстроечными резисторами R3 (0...2 А) и R5 (2...2.5 А). Максимальное значение фазных токов составляет 2.5 А. Величина сопротивлений, задающих значение тока I в фазе, определяется соотношениями [20]:

$$0<I<2A:\quad R3=\frac{I}{3.03-1.43\cdot I}\ [\text{кОм}] \tag{3.1}$$

$$2<I<2.5\ A:\quad R5=\frac{10-0.33\cdot I}{0.473\cdot I-1}\ [\text{кОм}],\ R5\geq 50\ \text{кОм}. \tag{3.2}$$

Так, при R3=0..47 кОм нижний диапазон регулирования тока составит 0..2.09 А. При R5=0..220 кОм верхний диапазон составит 2.19..2.52 А.

Внутреннее **значение частоты ШИМ** составляет 17 кГц. Для увеличения частоты между выводами модуля OSCILLATOR и Uss включено регулируемое сопротивление R2. Величина этого сопротивления определяется соотношением (fc - частота ШИМ в килогерцах):

$$R2 = \frac{306}{fc - 17} \quad [\text{кОм}] \quad R2 \geq 18 \text{ кОм}. \tag{3.3}$$

При R2 = 0..470 кОм диапазон изменения частоты ШИМ составит 17..34 кГц.

Также на плате установлены (на рис. 3.1 не показаны):

- шунтирующие конденсаторы в цепях силового (36 В) и логического (5 В) питания;
- электромагнитное реле, предотвращающее подачу силового питания при отсутствии низковольтного питания логики;
- быстродействующие шунтирующие диоды, включенные между выводами каждой фазы и общим выводом (“землей”) силового источника питания.

Разъем XT2 служит для подключения шагового двигателя, силового и информационного питания.

Основные технические характеристики разработанного инвертора приведены в таблице 3.2, а на рис. 3.2 показана его фотография.

Таблица 3.2. Основные технические характеристики инвертора на базе модуля GS-D200S (Ta=25° C)

Силовое напряжение питания Us	до 42 В
Напряжение питания логики Uss	5-7 В
Ток потребления силовой части Is_max (Us=24 В)	20 мА
Ток потребления логики Iss (Uss=5 В)	60 мА
Несущая частота ШИМ fc	17-34 кГц
Максимальное значение частоты коммутации фаз	4000 Гц
Минимальная ширина импульса отработки шага f_clk	0.5 мкс
Минимальная ширина импульса сброса tr	1 мкс

Рис. 3.2. Инвертор тока на базе модуля GS-D200S (140x90 мм)

3.1.2. Инвертор тока с электрическим дроблением шага.

Для построения инвертора этого типа был взят силовой интеллектуальный модуль GS-D200M (раздел 2.1.1, рис. 2.3), обеспечивающий управление двухфазными ШД в режиме электрического дробления шага с коэффициентом дробления до $К_{ДРОБ}$=128. Предложенная структура платы инвертора показана на рис. 3.3.

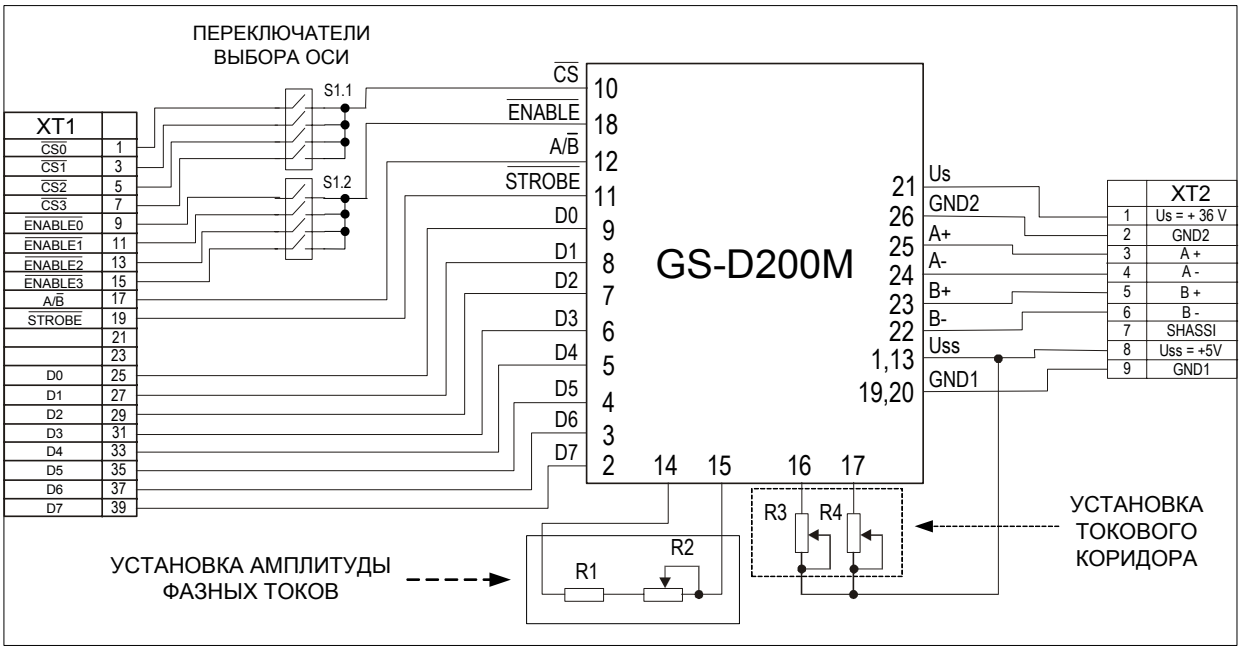


Рис. 3.3. Структура инвертора с электрическим дроблением шага

Для модулей, реализующих электрическое дробление шага, основным управляющим воздействием является задание относительной величины тока в каждой фазе. Здесь применяются различные подходы. Это может быть, например, аналоговое задание, цифровой многоразрядный код или, опять же, последовательность импульсов, где каждый импульс приводит к отработке одного микрошага, параметры которого либо жестко «зашиты» внутри модуля, либо доступны для аппаратной регулировки. В нашем случае величина тока задается 8-ми разрядным кодом (шина данных D0-D7, рис. 3.3), причем старший разряд является знаковым, а остальные определяют амплитуду. В отличие от инвертора предыдущего типа, дополнительные управляющие сигналы также являются динамическими, т.е. формируются с частотой обновления задающего воздействия (таблица 3.3).

Таблица 3.3. Назначение управляющих сигналов (разъем XT1, рис. 3.3)

Номера контактов	Обозначение	Назначение
1,3,5,7	**$\overline{\text{CS}}$**	Вход разрешения/запрещения записи информации с шины данных в регистры ЦАП (если CS=0, то запись данных разрешена).
9,11,13,15	**$\overline{\text{ENABLE}}$**	Вход разрешения работы силового драйвера модуля. "1" - выключение инвертора и возможность позиционирования обесточенного двигателя вручную. "0" - включение для нормального режима работы. Внимание! "1" - перед выключением питания.
17	**A/$\overline{\text{B}}$**	Вход выбора регистра-защелки ЦАП (“1” - A, “0” - B)
19	**$\overline{\text{STROBE}}$**	По заднему фронту этого сигнала происходит запись данных в регистр-защелку.
21, 23		Не используются.
25, 27, 29, 31, 33, 35, 37, 39	**D0, D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7**	Входные данные (код), определяющие значение фазного тока двигателя. Бит D7 определяет направление (знак) тока для адресуемого инвертора. Биты D0...D6 определяют модуль тока. Запись данных в регистр-защелку ЦАП происходит по заднему фронту сигнала на стробирующем входе (конт. 19).

Установка режимов работы инвертора заключается в установке требуемой амплитуды фазных токов Ipk с помощью подстроечного сопротивления R2 (рис. 3.3), величина которого рассчитывается в соответствии с соотношением [20]:

$$R2 = \frac{3.2}{Ipk} - 1 \text{ [кОм]}, \tag{3.4}$$

При R2=0..4.7 кОм диапазон регулирования величины фазных токов составит 0.57..2.4 А.

Как упоминалось выше, регулирование фазных токов в данном инверторе осуществляется в режиме смешанной расфорсировки с фиксированным временем отключения фазы (32 мкс) и регулируемым соотношением длительностей интервалов отключения (глава 1, рис. 1.4), что позволяет изменять ширину “токового коридора” для каждой фазы двигателя. Эта настройка осуществляется с помощью подстроечных сопротивлений R3 и R4 (рис. 3.3), величина которых определяется соотношением:

$$R3, R4 = \frac{t_f}{0.7} - 0.1 \text{ [кОм]}, \tag{3.5}$$

где tf – длительность (в мкс) интервала отключения в режиме быстрой расфорсировки. При R3 = R4 = 0..47 кОм диапазон регулирования времени tf составит 0..33 мкс.

Основные технические характеристики разработанного инвертора приведены в таблице 3.4:

Таблица 3.4. Основные технические характеристики инвертора на базе модуля GS-D200M (Ta=25° C)

Силовое напряжение питания Us	до 42 В
Напряжение питания логики Uss	5-7 В
Ток потребления силовой части Is_max (Us=24 В)	20 мА
Ток потребления логики Iss (Uss=5 В)	60 мА
Максимальный фазный ток	2.5 А
Время запирания t_{OFF}	32 мкс
Время установления сигналов выбора и записи Ds	100 нС
Время удержания сигналов выбора и записи Dh	600 нС
Длительность импульса записи Stpw	700 нС
Максимальная частота обновления данных Csrt	400 кГц

3.1.3. Тепловой расчет инвертора.

Для обеспечения длительной бесперебойной работы инверторов необходимо строго соблюдать рекомендации производителя силовых модулей по отводу тепла. Приведем пример теплового расчета для первого варианта инвертора (раздел 3.1.1).

Тепловое сопротивление корпуса модуля составляет 5°С/Вт. При потерях энергии 10 Вт внутренняя температура модуля будет превышать температуру окружающей среды на 50°С. В зависимости от температуры окружающей среды и потерь может потребоваться дополнительный радиатор и/или принудительное охлаждение. Зависимость максимального значения фазных токов от максимальной температуры окружающей среды (T_{amb}) при отсутствии принудительного охлаждения показана на рис. 3.4 [19].

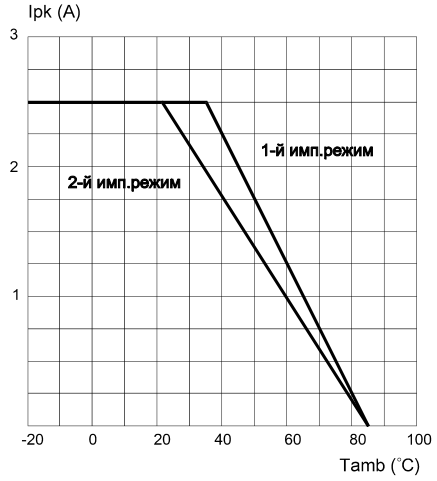


Рис. 3.4. Допустимый фазный ток при естественном охлаждении

Во многих случаях модуль не требует какого-либо дополнительного охлаждения, т.к. размеры и форма его металлического корпуса специально спроектированы так, чтобы получить минимально возможное тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой в рамках заданного объема. Однако в зависимости от температуры окружающей среды и потерь может потребоваться либо дополнительный отвод тепла, либо принудительная вентиляция, чтобы удерживать внутреннюю температуру внутри безопасного диапазона (не более

85°C в рабочем режиме). В любом случае, главным критерием является не температура окружающей среды, а температура модуля.

Тепловой расчет инвертора произведен на основе следующих исходных данных согласно [19]:

– силовое напряжение питания Uin = Us = 40 В;
– амплитуда фазного тока двигателя Iph = 2 А;
– сопротивление фазы двигателя Rph = 3.35 Ом (ШД ДШИ-200-3);
– максимальная температура окружающей среды Tamax = 50 С.

- Потери мощности в логических цепях и в преобразователях уровня на основе электрических характеристик:

  Plogic = Uss·Iss + Uin·Is = (5В·60мА) + (40В·20мА) = 1.1 Вт.

- Среднее значение падения напряжения на активном сопротивлении фазы двигателя:

  Uout = Rph·Iph = 3.35 Ом·2А = 6.7 В.

- Требуемая скважность ШИМ для получения необходимого значения среднего выходного напряжения (автоматически устанавливается регулятором):

  D.C.(Duty Cycle) = Uout/Uin = 6.7/40 = 0.1675.

- Потери мощности в выходных каскадах модуля (зависят от режима расфорсировки и типа коммутации):

  а) 2-ой импульсный режим (быстрая расфорсировка):

  Внутренние потери напряжения в импульсе ШИМ равны: (Usat_ист) + (Usat_приемн) в течение периода включения, т.е. 16.75 % периода ШИМ. Во время расфорсировки (16.75 % времени периода) ток проходит по двум внутренним диодам с падением напряжения Ud = 1В и по внутреннему резистору обратной связи 0.5 Ом. В нашем случае при пессимистической оценке потери мощности внутри модуля составят (1.1 - коэффициент запаса для учета динамических потерь в ключах):

  Ppw = 1.1· [2·Usat·Iph·DC + 2·Ud·Iph·(1-DC) + 0.5·Iph]

  Ppw = 1.1· [2·1.8·2·0.1675 + 2·1·2·(1-0.1675) + 0.5·2] = 6.1 Вт.

б) 1-ый импульсный режим (медленная расфорсировка):

Потери в импульсе ШИМ те же. При расфорсировке ток проходит через силовой транзистор и обратный диод:

$Ppw = 1.1\cdot [2\cdot Usat\cdot Iph\cdot DC + (Usat+Ud)\cdot Iph\cdot (1-DC)]$

$Ppw = 1.1\cdot [2\cdot 1.8\cdot 2\cdot 0.1675 + (1.8+1)\cdot 2\cdot (1-0.1675)] = 5.13$ Вт.

в) Одиночная коммутация:

Потери мощности соответствуют расчетам выше для 1-го или 2-го импульсных режимов, т.к. в каждый момент времени включена только одна фаза.

г) Парная коммутация:

Потери мощности должны увеличиться в 2 раза.

д) Несимметричная коммутация:

Потери мощности должны увеличиться в 1.5 раза по сравнению с режимом одиночной коммутации. В самом неблагоприятном случае потери мощности могут быть аналогичны потерям при парной коммутации.

Итак:

	Одиночная	Парная	Несимм.
2-ой импульсный режим	6.10 Вт	12.2 Вт	12.2 Вт
1-ый импульсный режим	5.13 Вт	10.26 Вт	10.26 Вт

- Общие потери мощности в модуле для наихудшего случая (2-ой имп. режим, парная коммутация):

  $Ptot = Plogic + Ppw = 1.1$ Вт $+ 12.2$ Вт $= 13.3$ Вт.

- Температура модуля:

  $Tcase = Tamax + Ptot\cdot Rth = 50 + 13.3\cdot 5 = 116.5$ С.

- Рассчитанная температура корпуса (116.5 С) превышает максимально допустимую ($Tc_max = 85$ С), следовательно, требуется дополнительный радиатор и общее тепловое сопротивление может быть рассчитано так:

  $Rth_tot = (Tc_max - Ta_max)/Ptot = (85-50)/13.3 = 2.63$ С/Вт

- Тепловое сопротивление радиатора:

  $Rth_hs = Rth\cdot (Rth_tot)/(Rth-(Rth_tot)) = 5\cdot 2.63/(5-2.63) = 5.55$ С/Вт.

3.2. Проектирование цифрового интерфейса сопряжения с управляющей частью.

Следующим этапом является проектирование и оптимизация цифрового интерфейса сопряжения с микроконтроллером на основе временных диаграмм управления силовой частью, аппаратными возможностями микроконтроллера и дополнительными требованиями к системе управления.

3.2.1. Временные диаграммы управления инверторами тока.

Временные диаграммы определяют последовательность формирования и длительность управляющих сигналов (а также питания) для обеспечения требуемого режима работы инвертора.

На рис. 3.5 – 3.9 приведены временные диаграммы управления инвертором на базе модуля GS-D200S (рис. 3.1).

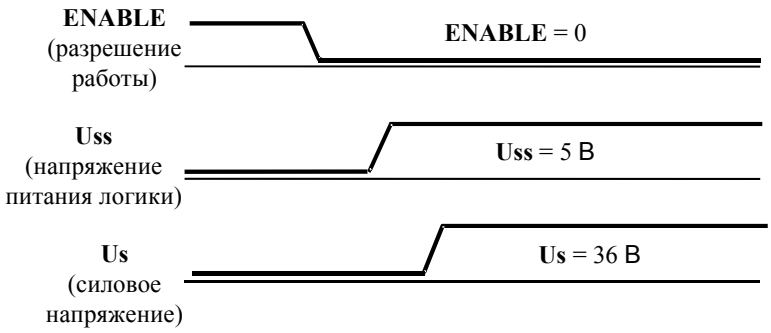


Рис. 3.5. Начало работы, включение

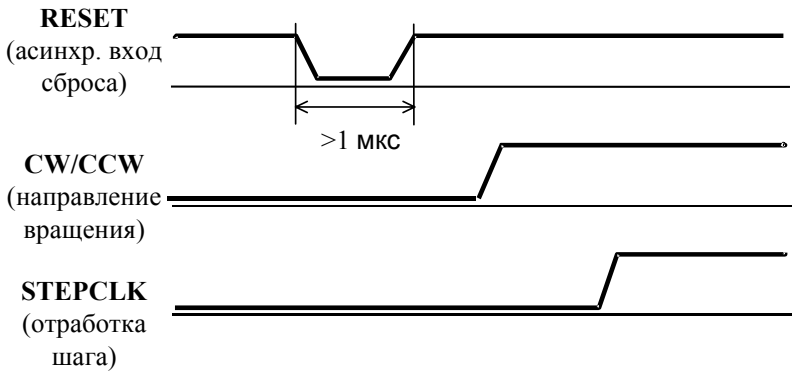


Рис. 3.6. Инициализация

Как упоминалось выше (раздел 3.1.1), для формирования нужной последовательности подачи питания (силовое напряжение подается в последнюю очередь, рис. 3.5) на плате инвертора установлено дополнительное электромагнитное реле. Далее работа осуществляется в одном из следующих режимов:

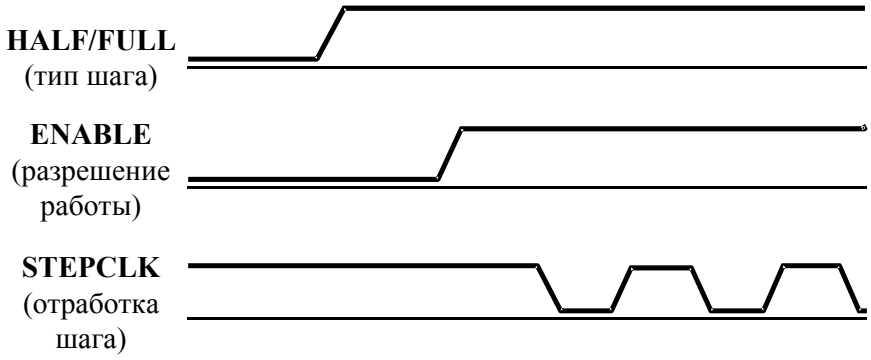


Рис. 3.7. Работа на половинных шагах

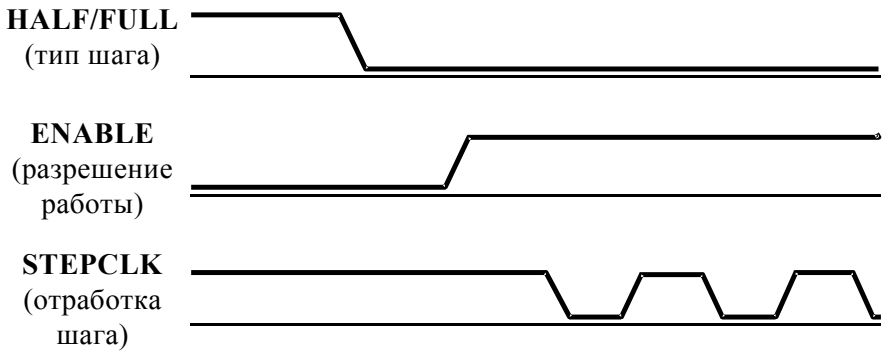


Рис. 3.8. Работа на целых шагах при парной коммутации

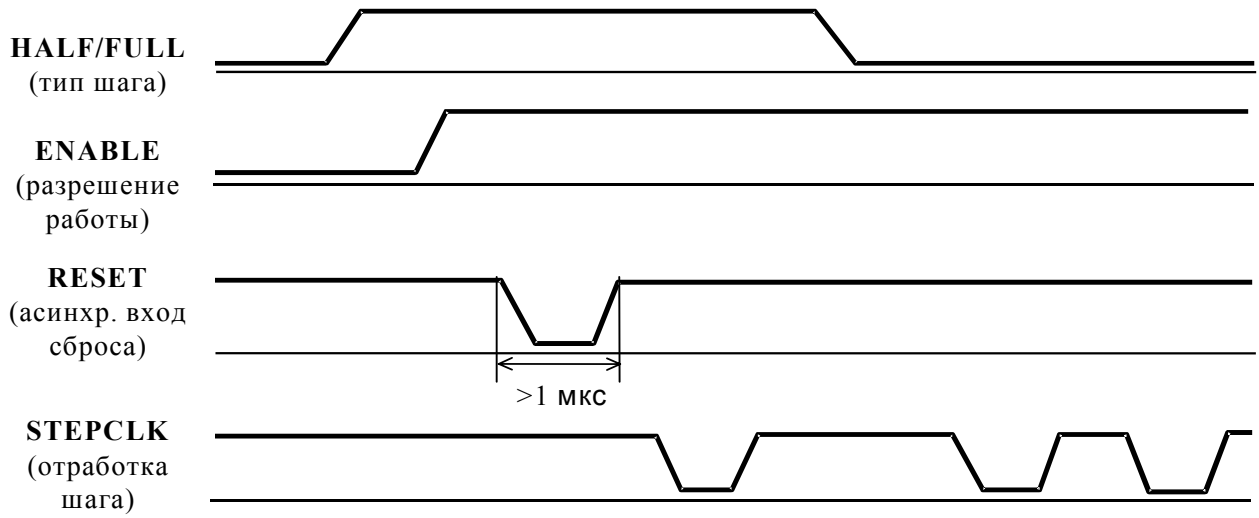


Рис. 3.9. Работа на целых шагах при одиночной коммутации

На рис. 3.10 – 3.12 приведены временные диаграммы управления инвертором на базе модуля GS-D200M (рис. 3.3) с электрическим дроблением шага.

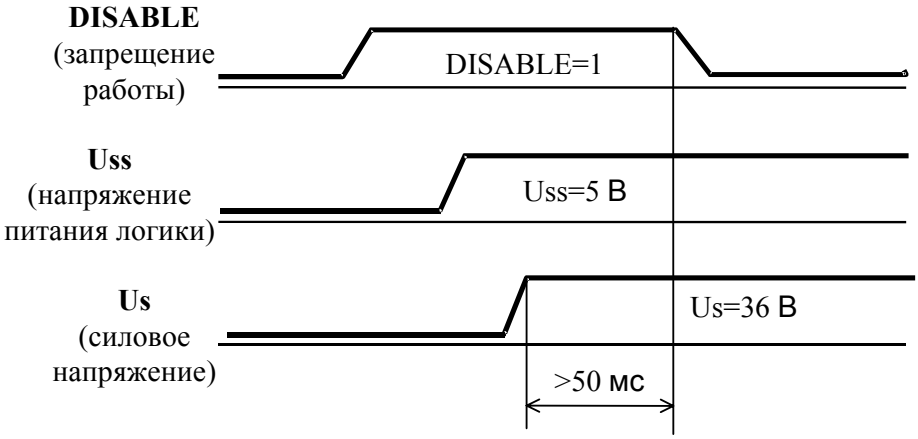


Рис. 3.10. Начало работы, включение

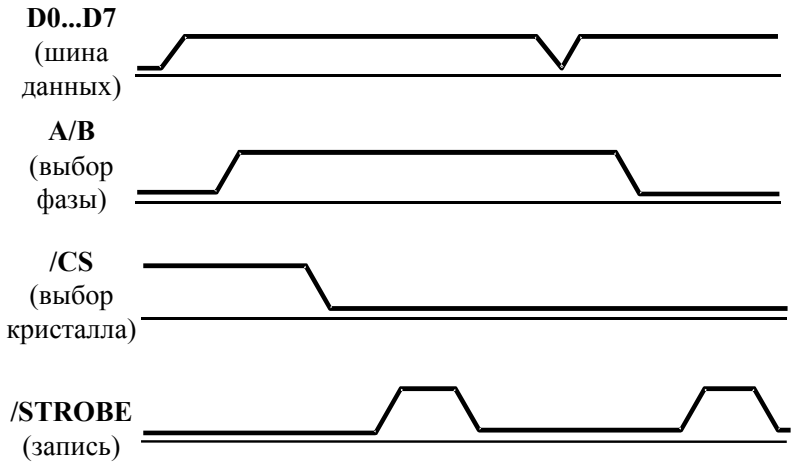


Рис. 3.11. Установка фазных токов

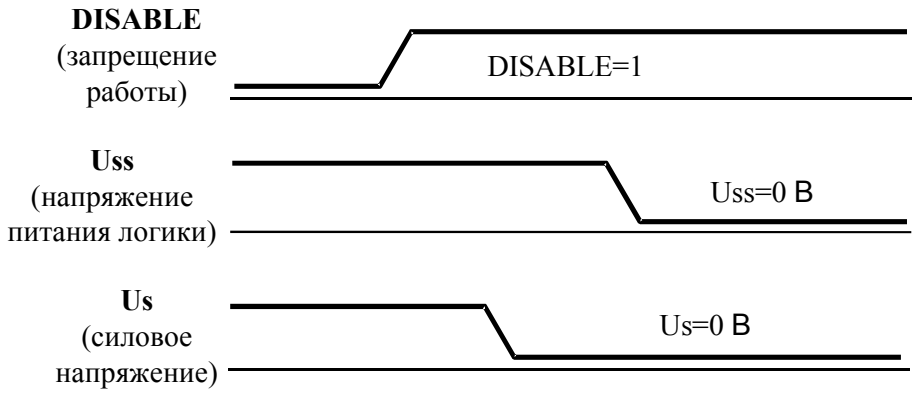


Рис. 3.12. Конец работы, выключение

3.2.2. Выбор микропроцессорной системы управления.

Очевидно, что для формирования импульсов управления высокоинтегрированными силовыми модулями требуются сравнительно небольшие затраты процессорного времени. Однако здесь нужно учитывать и характер решаемой задачи в целом. Простые разомкнутые системы регулирования скорости и положения можно реализовать на базе микроконтроллеров общего назначения с невысоким быстродействием и даже аппаратной логики. Если же требуется построение замкнутых позиционных и скоростных приводов с большим количеством импульсных и аналоговых датчиков, дополнительными регуляторами технологических параметров, то потребуется применение достаточно мощных специализированных микропроцессорных средств. Именно такая задача решается в данной главе, поэтому был выбран разработанный на кафедре АЭП МЭИ универсальный контроллер для управления двигателями МК7.2 (рис. 3.13) на базе специализированного процессора для управления двигателями Intel 8xC196MH.

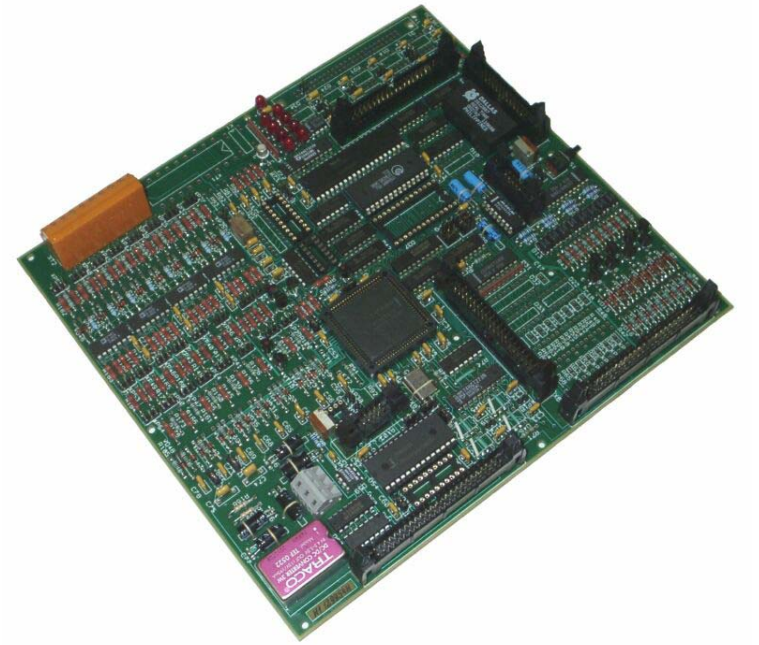


Рис. 3.13. Контроллер МК7.2 (230x215мм) на базе Intel 8xC196MH

В дополнение к возможностям самого процессора (см. главу 2, раздел 2.2.2) плата контроллера имеет часы реального времени для организации слож-

ных циклограмм, последовательный интерфейс связи RS-232/485 для связи с системой управления верхнего уровня и блок приема аналоговых сигналов в различных промышленных стандартах (0-5 В, 0-10 В, ±5 В, ±10 В, 0-5 мА, 4-20 мА). Имеется возможность подключения следующих дополнительных устройств:

- пульт оперативного управления с двухстрочным ЖК-дисплеем и кнопочной клавиатурой;
- плата дискретного ввода/вывода для ввода внешних дискретных сигналов управления и релейного управления промышленными исполнительными механизмами;
- импульсный датчик положения ротора.

На основе разработанных инверторов тока и платы МК7.2 была предложена модульная система управления многоосевым шаговым электроприводом (рис. 3.14):

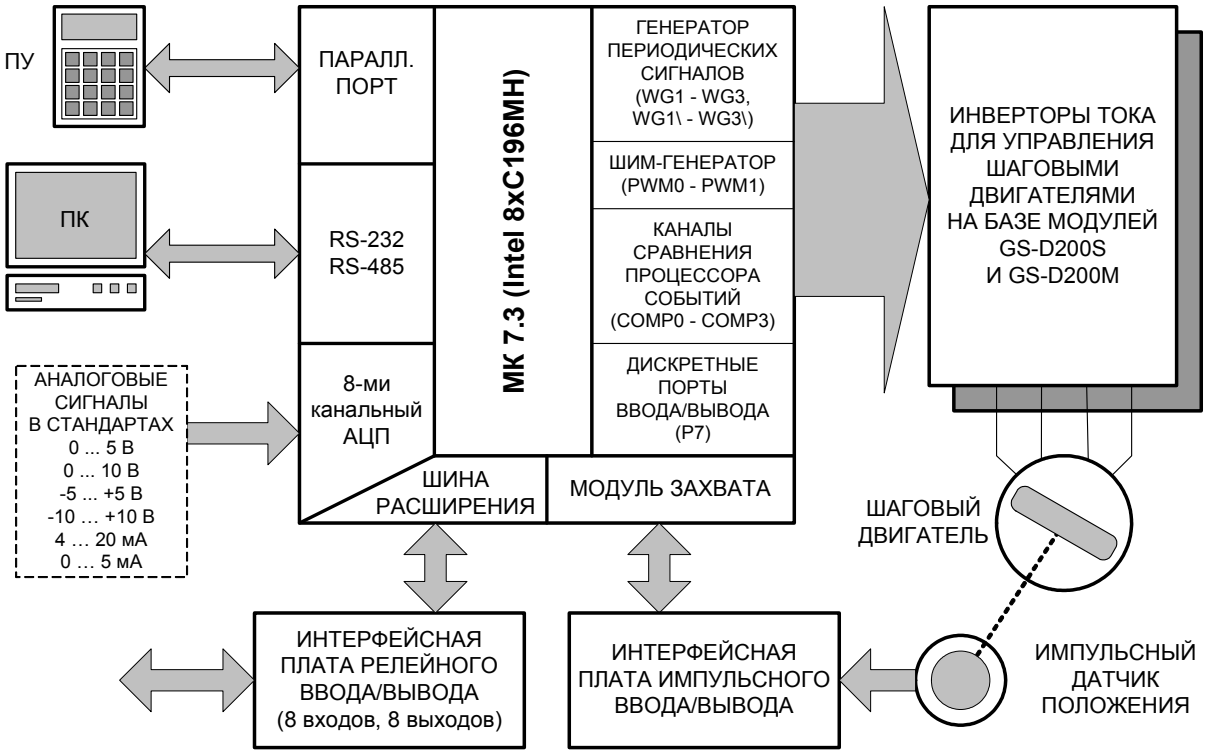


Рис. 3.14. Модульная система управления шаговым электроприводом

3.2.3. Анализ и выбор периферийных устройств микроконтроллера для управления инверторами тока.

Анализ и выбор интегрированных на кристалл периферийных устройств для реализации управления следует проводить с точки зрения минимизации загрузки процессора и объема программного кода. Очевидно, например, что формировать последовательность импульсов регулируемой частоты можно и в главном цикле фоновой программы, используя стандартный порт вывода и подпрограмму выдержки заданной паузы. Другой, более рациональный вариант, приемлемый, например, в процессорах общего назначения, – это использование аппаратного таймера с регулированием его уставки (периода). В специализированных же микроконтроллерах, к каковым относится и Intel 8xC196MH, наиболее целесообразно использовать возможности аппаратного процессора событий, а именно – модуля сравнения. Работая на базе одного из аппаратных таймеров и так называемых регистров сравнения это периферийное устройство способно формировать несколько независимых последовательностей импульсов разной частоты.

На рис. 3.15 показан спроектированный интерфейс сопряжения первого типа инвертора (раздел 3.1.1, рис. 3.1) без электрического дробления шага с контроллером МК7.2. На левой части рисунка показан один из разъемов контроллера с указанием выведенных на него сигналов периферийных устройств: WGx – генератор периодических сигналов, PWMx – генератор ШИМ-сигналов, COMPx – модуль сравнения, P7Bx – порт ввода/вывода.

Основные требования, предъявляемые к интерфейсу, были сформулированы следующим образом:

- должно быть обеспечено независимое управление несколькими (до четырех) однотипными инверторами;
- необходимо обеспечить передачу всех управляющих сигналов (таблица 3.1): STEPCLK, RESET, ENABLE, HALF/FULL, CW/CCW.

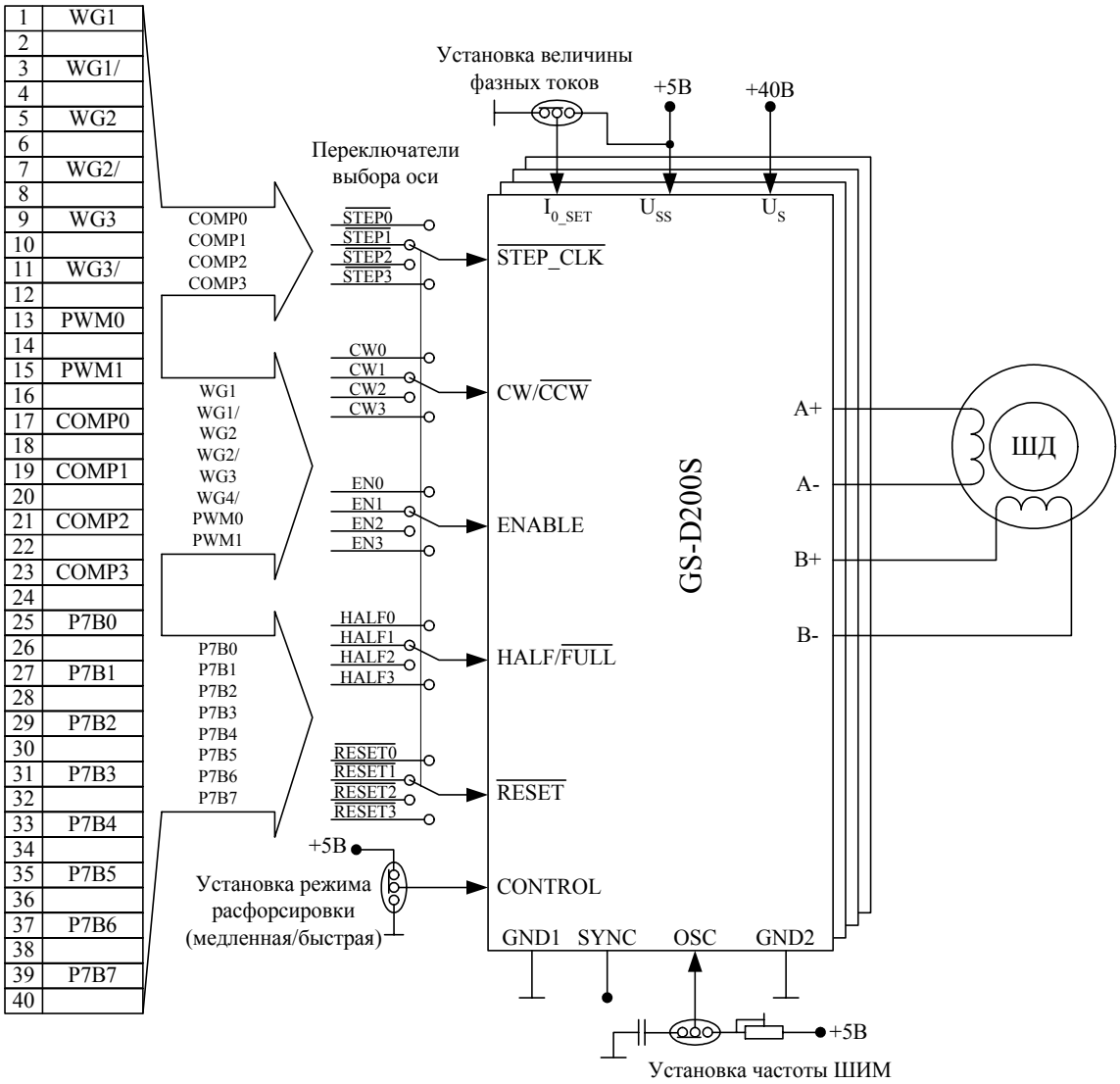


Рис. 3.15. Интерфейс сопряжения инвертора GS-D200S с контроллером МК7.2.

Для обеспечения первого требования инвертор имеет (рис. 3.1 и 3.15) коммутационное поле в виде микропереключателей, позволяющее настроить каждый инвертор на работу с определенной группой сигналов и осуществить своего рода аппаратное разделение адресного пространства. Рассмотрим, например, сигнал HALF/FULL, который определяет режим работы двигателя на целых или половинных шагах. От микроконтроллера приходят четыре одноименных сигнала HALF/FULL0...HALF/FULL3 (рис. 3.1), каждый из которых определяет тип шага только для своей оси. На инверторе, управляющем нулевой осью, во включенное состояние переводится первый из этих четырех микропереключателей, поэтому этот инвертор будет реагировать только на сигнал HALF/FULL0. На следующем инверторе во включенное состояние переводится

второй микропереключатель и т.д. Аналогично коммутируются и остальные сигналы.

Для формирования четырех (по максимальному числу осей) динамических управляющих сигналов STEPCLK (рис. 3.15) используются четыре канала модуля сравнения процессора (сигналы COMP0 – COMP3), что обеспечивает независимое регулирование частоты импульсов для каждого инвертора. Остальные управляющие сигналы – статические, поэтому для их формирования соответствующие порты настраиваются на стандартный дискретный вывод.

Как показано на рис. 3.15, все необходимые сигналы выведены на один 40-контактный разъем. Причем задействованы оказались все из них: 5 управляющих сигналов для 4-х осей = 20, плюс заземляющий провод для каждой сигнальной линии (для повышения помехоустойчивости).

Аналогично построен интерфейс сопряжения второго инвертора (раздел 3.1.2, рис. 3.2) с электрическим дроблением шага. В нем коммутируемых сигналов всего два (рис. 3.16): /CS (выбор кристалла) и DISABLE (запрещение работы силовых ключей). Остальные сигналы, включая шину данных, являются общими для всех инверторов.

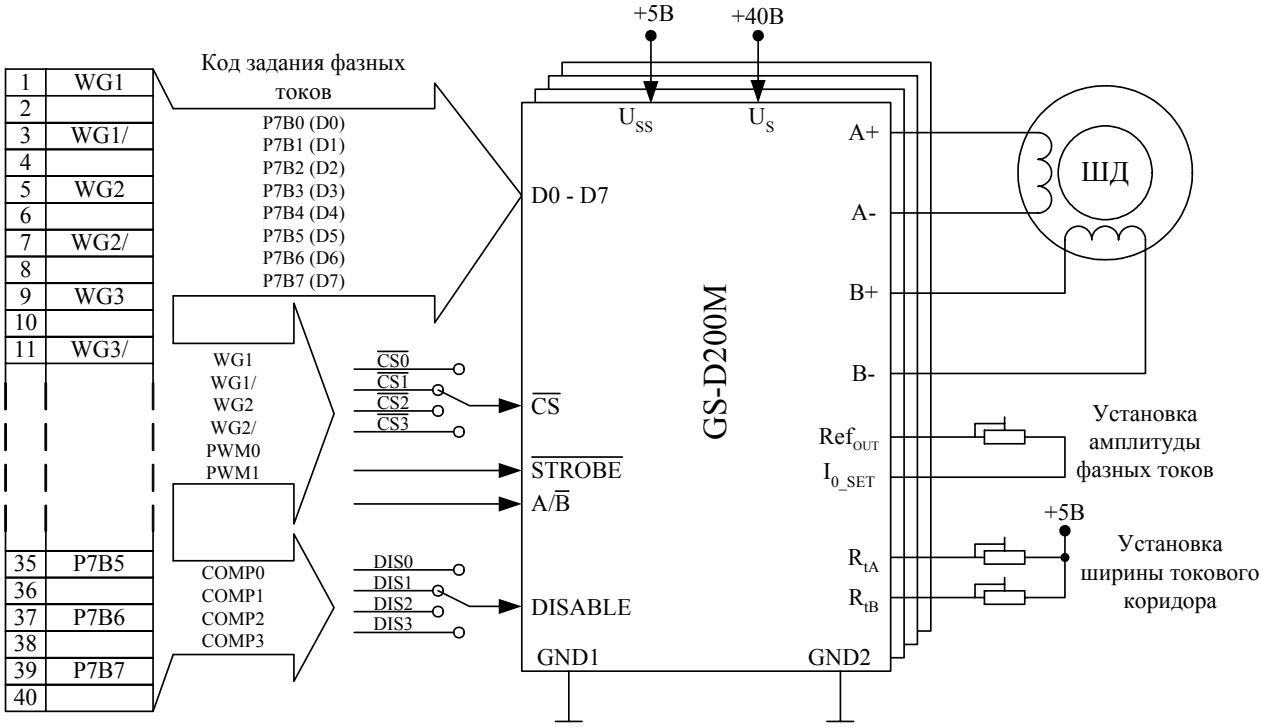


Рис. 3.16. Интерфейс сопряжения инвертора GS-D200M с контроллером МК7.2.

Формирование всех управляющих сигналов осуществляется здесь в режиме настройки портов P6 и P2 на стандартный вывод данных.

3.3. Разработка программного обеспечения.

3.3.1. Структура модульного программного обеспечения для управления инверторами тока.

Очевидно, что для повышения скорости и качества разработки программного обеспечения сложных систем управления приводом должен применяться модульный принцип, когда каждая логически самостоятельная функция (процедура) реализуется как отдельная подпрограмма или набор подпрограмм, поставляемых в виде откомпилированных библиотечных файлов. Разработка или модификация каждого такого модуля может вестись независимо, в том числе, разными людьми.

На рис. 3.17 показана структура модульного программного обеспечения на примере 3-х осевого насоса-дозатора, обеспечивающего точное, программно задаваемое дозирование перекачиваемой жидкости путем перемещения с помощью шаговых двигателей штоков плунжерных насосов, приводимых в действие обычным асинхронным двигателем.

Кратко рассмотрим назначение основных модулей.

В самом начале программы расположен блок **инициализации**, который обеспечивает инициализацию внутренних переменных (регистры состояния привода, регистры-копии управляющих воздействий и т.д.) значениями, принятыми по умолчанию. Здесь же происходит инициализация и настройка таймера, процессора событий, клавиатуры, жидкокристаллического дисплея и выдается информация о готовности системы к работе.

Рис. 3.17. Структура модульного ПО системы управления 3-х осевым насосом-дозатором

Далее, при необходимости, управление передается блоку **причаливания**, который обеспечивает привязку системы к абсолютной системе координат путем перемещения приводов в так называемую реперную позицию (до момента срабатывания конечных выключателей или прихода реперного сигнала с датчика поворота). После этой операции приводы **позиционируются** в положение, заданное по умолчанию или в соответствии с текущим заданием дозы/подачи.

Основной режим работы отрабатывается в главном цикле **фоновой программы**. Интерпретируются нажатия кнопок пульта, и происходит переход на соответствующую подпрограмму (выбор активной оси, ее остановка или запуск, увеличение или уменьшение дозы/подачи, настройка параметров и т.п.).

Взаимодействие с СУ верхнего уровня осуществляется через интерфейсы последовательной связи (RS-232/485) с помощью соответствующего программного модуля.

Низкоуровневые функции по управлению инвертором тока реализуются так называемым программным **драйвером**, который осуществляет формирование требуемых сигналов и реализует, например, вращение с заданной скоростью или отработку заданного перемещения.

Как известно, одним из достоинств шагового двигателя является его способность отрабатывать отдельные перемещения даже без использования в качестве обратной связи датчиков положения (в дешевых применениях так и следует поступать). Однако для решения ответственных задач все-таки целесообразно осуществлять контроль над текущим положением исполнительного механизма. Например, при очень резком изменении управляющей частоты или приложении нагрузки ШД может «потерять информацию» (пропустить часть шагов) или совсем остановиться. В этом случае обязательно наличие датчика положения и программного **блока контроля выпадения ШД из синхронизма**, который сопоставит заданное и фактически отработанное перемещения, и выявит подобную аварийную ситуацию.

Остальные модули определяются спецификой конкретной задачи. В частности, **блок исключения зон ударного приложения нагрузки** предотвращает несанкционированную остановку привода при вхождении в опасную зону, где в силу особенностей работы плунжерного насоса сильно возрастает нагрузка на валу ШД. **Модуль программного управления дозой (подачей)** на базе часов реального времени способен формировать заданные циклограммы работы на различных интервалах времени (вплоть до одного года).

Далее рассмотрены особенности реализации **драйверов** для управления инверторами тока.

3.3.2. Реализация одиночной, парной и смешанной коммутации.

Весь комплекс подпрограмм и процедур низкого уровня, осуществляющих формирование управляющих сигналов, можно назвать программным драйвером. Для инвертора без электрического дробления шага на базе модуля GS-D200S (раздел 3.1.1, рис. 3.1) этот драйвер выполняет следующие основные функции:

- формирует статические сигналы, которые устанавливают режимы работы инвертора и двигателя (включение/выключение, направление вращения, тип коммутации, фиксация электрического состояния), а также обеспечивает регулирование текущей частоты управления;
- формирует последовательность импульсов управления STEPCLK требуемой частоты.

Как упоминалось ранее, для рассматриваемого инвертора основным управляющим сигналом является сигнал STEPCLK (по переднему фронту этого сигнала шаговый двигатель отрабатывает шаг). Для формирования этого сигнала с требуемой частотой используется встроенный в процессор Intel 8xC196MH программируемый таймер и процессор событий – функциональный блок, обеспечивающий обработку как внешних событий, так и внутренних сигналов (например, от таймера) посредством механизма прерываний.

Для управления одной (первой) осью используется модуль сравнения COMP0 процессора событий, который запрограммирован на работу с одним из внутренних таймеров процессора (TIMER 1) в режиме сравнения. Модуль сравнения COMP0 непрерывно анализирует содержимое счетчика таймера и, как только приращение значения этого счетчика сравняется с заранее заданной уставкой, вырабатывается прерывание и происходит переход на соответствующий вектор прерывания. Эта уставка хранится в регистре сравнения процессора событий и определяется так называемым параметром TIME_STEP – относительным временем шага в единицах загрузки базового таймера. Изменяя значение уставки, мы можем менять частоту этих прерываний. Вызываемая при этом

подпрограмма обработки прерывания формирует нужные управляющие воздействия, выдаваемые через порты на инвертор. Общая схема функционирования таймера и процессора событий показана на рис. 3.18.

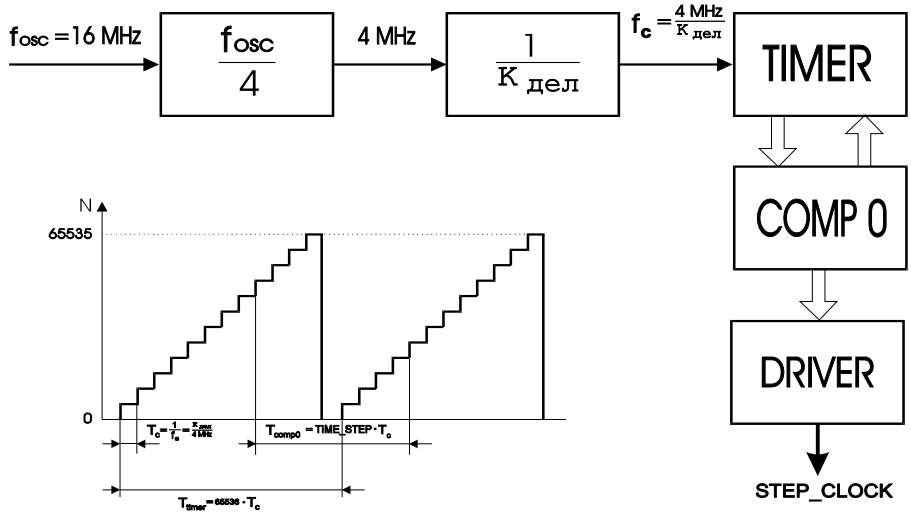


Рис. 3.18. Схема функционирования таймера и процессора событий

Содержимое счетчика таймера периодически увеличивается на единицу и обнуляется при достижении значения 65535, причем синхроимпульсы поступают от внутренней системы синхронизации. Частота инкрементирования таймера f_timer определяется тактовой частотой контроллера f_osc = 16 МГц и может быть программно изменена посредством задания коэффициента деления K_дел, который может принимать следующие фиксированные значения: 1, 2, 4, 8, 16, 32.

Таймер периодически (с периодом T_comp0) вырабатывает прерывания для запуска обработчика процессора событий. Частоту этих прерываний можно изменять, задавая различные значения параметра TIME_STEP. Процессор событий, в свою очередь, вызывает подпрограмму, которая через порт формирует управляющий сигнал STEPCLK, представляющий собой последовательность прямоугольных импульсов. То есть фактически подпрограмма обработки прерывания при каждом вызове инвертирует нужный бит управляющего порта (рис. 3.19).

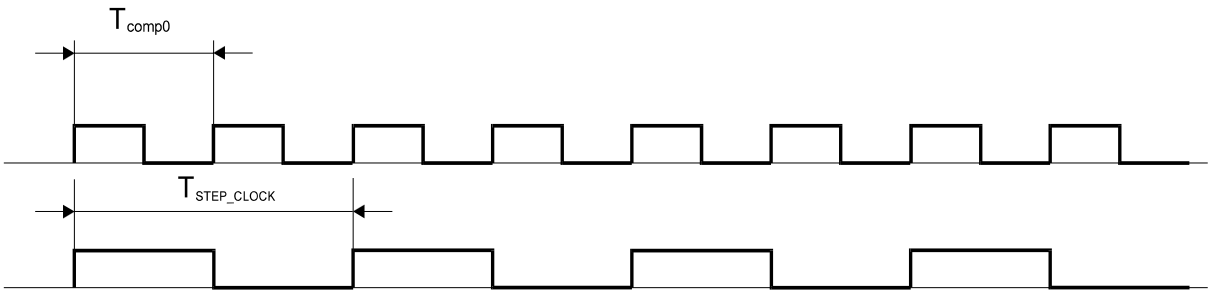


Рис. 3.19. Формирование сигнала STEPCLK

Расчет относительного времени шага TIME_STEP осуществляется специальной подпрограммой в зависимости от текущей частоты управления. Эта подпрограмма вызывается после каждого изменения заданной частоты управления. Алгоритм расчета также зависит от текущего типа шага (целый/половинный) и от установленного при инициализации коэффициента дробления частоты тактовых импульсов микроконтроллера.

Рассчитаем значение TIME_STEP = TIME_STEP_1, соответствующее частоте сигнала STEPCLK = 1 Гц (T_step_clock = 1 с). Согласно рис. 3.19, T_step_clock = 1 с при T_comp0 = 0.5 с. Тогда:

$$\text{TIME_STEP_1} = \frac{\text{T_comp0}}{\text{T_timer}} = \frac{0.5}{\text{К_дел}/4000000} = \frac{2000000}{\text{К_дел}} \qquad (3.6)$$

Тогда для произвольного значения частоты сигнала STEPCLK значение параметра TIME_STEP определяется по формуле:

$$\text{TIME_STEP} = \frac{\text{TIME_STEP_1}}{\text{f_step_clock}} \qquad (3.7)$$

В случае, если используется дробление шага двигателя, формула для расчета TIME_STEP примет вид (К_дроб - коэффициент дробления шага):

$$\text{TIME_STEP} = \frac{\text{TIME_STEP_1}}{\text{f_step_clock} \cdot \text{К_дроб}}, \qquad (3.8)$$

Учитывая, что TIME_STEP_1 = 2000000 / К_дел, окончательно получим:

$$\text{TIME_STEP} = \frac{2000000}{\text{f_step_clock} \cdot \text{К_дел} \cdot \text{К_дроб}} \qquad (3.9)$$

Здесь параметр К_дроб зависит от режима работы двигателя: в режиме целого шага К_дроб = 1, в режиме половинного шага для сохранения прежней

частоты вращения вала двигателя необходимо вдвое увеличить частоту управляющего сигнала STEPCLK (то есть вдвое уменьшить величину TIME_STEP) и K_дроб = 2. Таким образом, величина f_step_clock задается из расчета, что двигатель работает на целых шагах, а реальный режим работы двигателя (целый/половинный шаг) учитывается параметром K_дроб.

Поясним вышесказанное на примере. Имеется шаговый двигатель ДШИ-200. Полный оборот вала двигателя в режиме целого шага осуществляется за 200 шагов, т.е. подачей 200 импульсов STEPCLK мы обеспечим полный оборот вала двигателя. Требуется рассчитать значение величины TIME_STEP, при котором частота вращения вала двигателя составляет n = 1 об/сек и в режиме целого шага и в режиме половинного шага. Примем K_дел = 8 .

Режим целого шага

При работе двигателя в режиме целого шага и n = 1 об/сек частота сигнала STEPCLK должна составлять f_step_clock = 200 Гц и K_дроб = 1. Тогда получим:

$$\text{TIME_STEP} = \frac{2000000}{\text{f_step_clock} \cdot \text{K_дел} \cdot \text{K_дроб}} = \frac{2000000}{200 \cdot 8 \cdot 1} = 1250$$

Режим половинного шага

При работе двигателя в режиме половинного шага и n = 1 об/сек частота сигнала STEPCLK должна составлять 400 Гц. Однако при расчете по вышеуказанной формуле (3.9) будем подставлять значение f_step_clock = 200 Гц, а режим половинного шага учтем, подставив K_дроб = 2. Тогда получим:

$$\text{TIME_STEP} = \frac{2000000}{\text{f_step_clock} \cdot \text{K_дел} \cdot \text{K_дроб}} = \frac{2000000}{200 \cdot 8 \cdot 2} = 625$$

Формирование статических управляющих сигналов (таблица 3.1) осуществляется в подпрограммах отработки соответствующих команд (пуск/стоп, вперед/назад и т.п.) путем изменения состояния портов вывода в соответствии с временными диаграммами рис. 3.5 – 3.9.

3.3.3. Реализация электрического дробления шага.

Напомним, что для задания фазных токов в инверторе с электрическим дроблением шага (раздел 3.1.2, рис. 3.3) используется 8-ми разрядная шина данных, в которой первые 7 разрядов определяют величину (модуль) тока, а старший 8-ой разряд определяет направление (знак) тока. Это обеспечивает разрешающую способность по току в 1/128 от пикового значения.

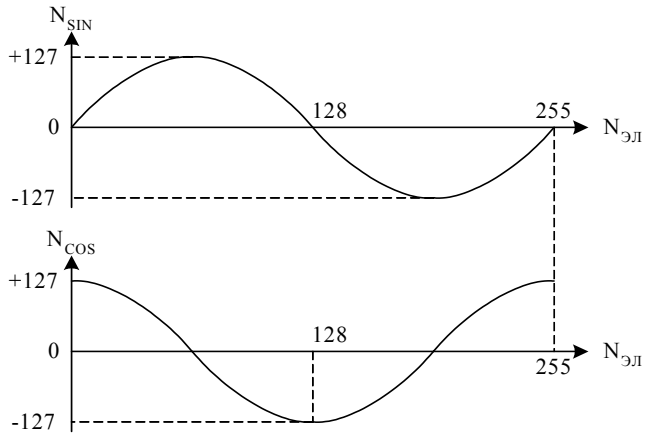


Рис. 3.20. Зависимость кодов фазных токов от номера электрического состояния

Для формирования в фазах формы тока, близкой к синусоидальной, используется табличный способ получения кодов токов N_{SIN} и N_{COS} в зависимости от номера электрического состояния вектора тока $N_{ЭЛ}$ (рис. 3.20). Номер электрического состояния $N_{ЭЛ}$ представляет собой однобайтовую переменную, значение которой лежит в диапазоне 0...255. Программно $N_{ЭЛ}$ используется как указатель для выборки из таблиц значений кодов N_{SIN} и N_{COS}. Размер таблиц составляет по 256 байт каждая, поэтому обеспечивается автоматический сброс указателя $N_{ЭЛ}$ на начало таблицы при его переполнении.

Очевидно, что для получения синусоидальных кодов задания на ток с требуемой частотой необходимо обеспечить непрерывное увеличение номера электрического состояния $N_{ЭЛ}$. При этом получаемая частота тока, а значит и скорость вращения вала ШД зависит от двух факторов – от величины приращения номера электрического состояния $\Delta N_{ЭЛ}$ на каждом шаге коммутации и от периода коммутации, т.е. от того, насколько часто осуществляется это приращение.

Аналогично программному обеспечению инвертора на базе модуля GS-D200S (раздел 3.3.2) для формирования периодических прерываний используется процессор событий, работающий совместно с базовым Таймером 1. Период этих прерываний определяется величиной уставки, которая хранится в переменной TIME_STEP в единицах загрузки базового таймера. При очередном прерывании от процессора событий подпрограмма обработки этого прерывания выполняет следующее. В зависимости от заданного направления вращения осуществляется увеличение или уменьшение текущего номера электрического состояния $N_{ЭЛ}$ на величину приращения $\Delta N_{ЭЛ}$. Используя полученный номер электрического состояния $N_{ЭЛ}$ как указатель, из таблицы кодов N_{SIN} и N_{COS} извлекаются соответствующие значения, которые через стандартный порт вывода поступают на шину данных. При этом селектирование нужной фазы осуществляется сигналом A/B, а непосредственно запись осуществляется стробирующим сигналом STROBE (рис. 3.3 и 3.16). В конце драйвер задает следующий момент прерывания путем записи переменной TIME_STEP в соответствующий регистр сравнения процессора событий.

Для снижения загрузки центрального процессора применяется адаптивный алгоритм дробления шага в зависимости от текущей скорости, при котором движение на низких скоростях осуществляется с высоким коэффициентом дробления шага, т.е. с небольшой величиной приращения $\Delta N_{ЭЛ}$, а на высоких скоростях коэффициент дробления шага уменьшается. В этом случае получаем высокую плавность и низкую дискретность перемещения на низких скоростях и минимальные затраты процессорного времени (но при большей дискретности перемещения) на высоких скоростях. Зависимости коэффициента дробления шага $K_{ДРОБ}$ и приращения номера электрического состояния $\Delta N_{ЭЛ}$ от заданной частоты управления реализованы в программе таблично (рис. 3.21) и получены, исходя из условия сохранения приемлемой степени загрузки процессора на основе подсчета примерного времени выполнения соответствующих процедур.

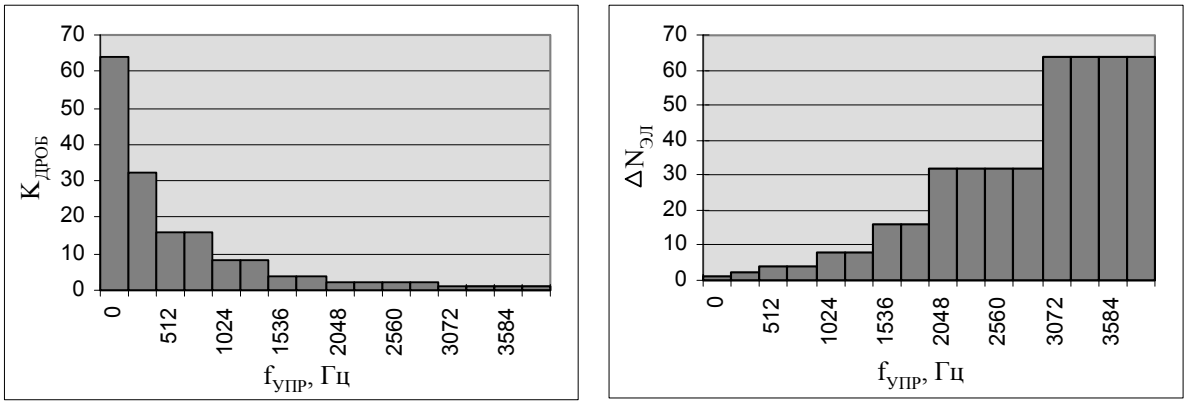


Рис. 3.21. Зависимость $K_{ДРОБ}$ и $\Delta N_{ЭЛ}$ от частоты управления

Отсюда непосредственно следует следующий алгоритм расчета относительного времени загрузки TIME_STEP, определяющего частоту коммутации токов в фазах:

1. В соответствии с текущей частотой управления $f_{УПР}$ (она задается из предположения, что ШД работает на целых шагах) из таблиц получаем коэффициент дробления шага $K_{ДРОБ}$ и приращение номера электрического состояния $\Delta N_{ЭЛ}$.
2. Умножая полученный коэффициент дробления шага $K_{ДРОБ}$ на частоту управления $f_{УПР}$, получаем частоту управления на дробных шагах $f_{УПР_ДРОБ}$.
3. Получаем искомое значение относительного времени шага TIME_STEP в единицах загрузки базового таймера путем деления значения TIME_STEP_1, найденного по формуле (3.6), на найденную частоту управления на дробных шагах $f_{УПР_ДРОБ}$.

3.4. Выводы по главе.

Разработана система управления многоосевым позиционным электроприводом на базе высокоинтегрированных инверторов тока; показана высокая эффективность применения специализированных микроконтроллеров для управления двигателями (в частности, шаговыми), а именно:

- спроектированы платы инверторов тока для управления двухфазными ШД в режимах одиночной, парной и смешанной коммутации, а также электрического дробления шага;
- спроектирован универсальный интерфейс сопряжения инверторов с микропроцессорной системой управления;
- реализованы оптимизированные алгоритмы управления и базовое модульное программное обеспечение для позиционных ШЭП.

ГЛАВА 4. Разработка систем управления позиционным ШЭП с интеграцией силовой и управляющей части.

В данной главе решаются вопросы разработки систем управления позиционным шаговым электроприводом с интеграцией силовой и управляющей части на базе силовых интеллектуальных модулей средней степени интеграции с встроенными датчиками тока и высокопроизводительных DSP-процессоров с программной реализацией контуров фазных токов, блоков коммутации и электрического дробления шага. Как упоминалось ранее, в условиях постоянного роста производительности процессорной техники и снижения ее стоимости такой вариант представляется нам более предпочтительным, чем использование силовых модулей высокой степени интеграции.

4.1. Выбор силовой и управляющей части.

Интеграция на одной плате силовой и управляющей частей, с одной стороны, существенно повышает собственную «интеллектуальность» изделия – привод может работать автономно без вмешательства системы управления верхнего уровня. С другой стороны, реализация внутри микропроцессора развитых сетевых интерфейсов связи (например, CAN-интерфейса) позволяет реализовать качественно новый уровень построения многомодульных систем привода в рамках единой системы управления. Кроме того, такая интеграция обеспечивает большую гибкость при модернизации (достаточно заменить программу) и возможность программной реализации таких алгоритмов управления, которые аппаратно подчас нереализуемы (например, фаззи-логика).

4.1.1. Структура инвертора.

Для снижения габаритов и массы конечного изделия наиболее целесообразно использование силовых модулей с встроенными датчиками тока и специализированных процессоров для управления двигателями.

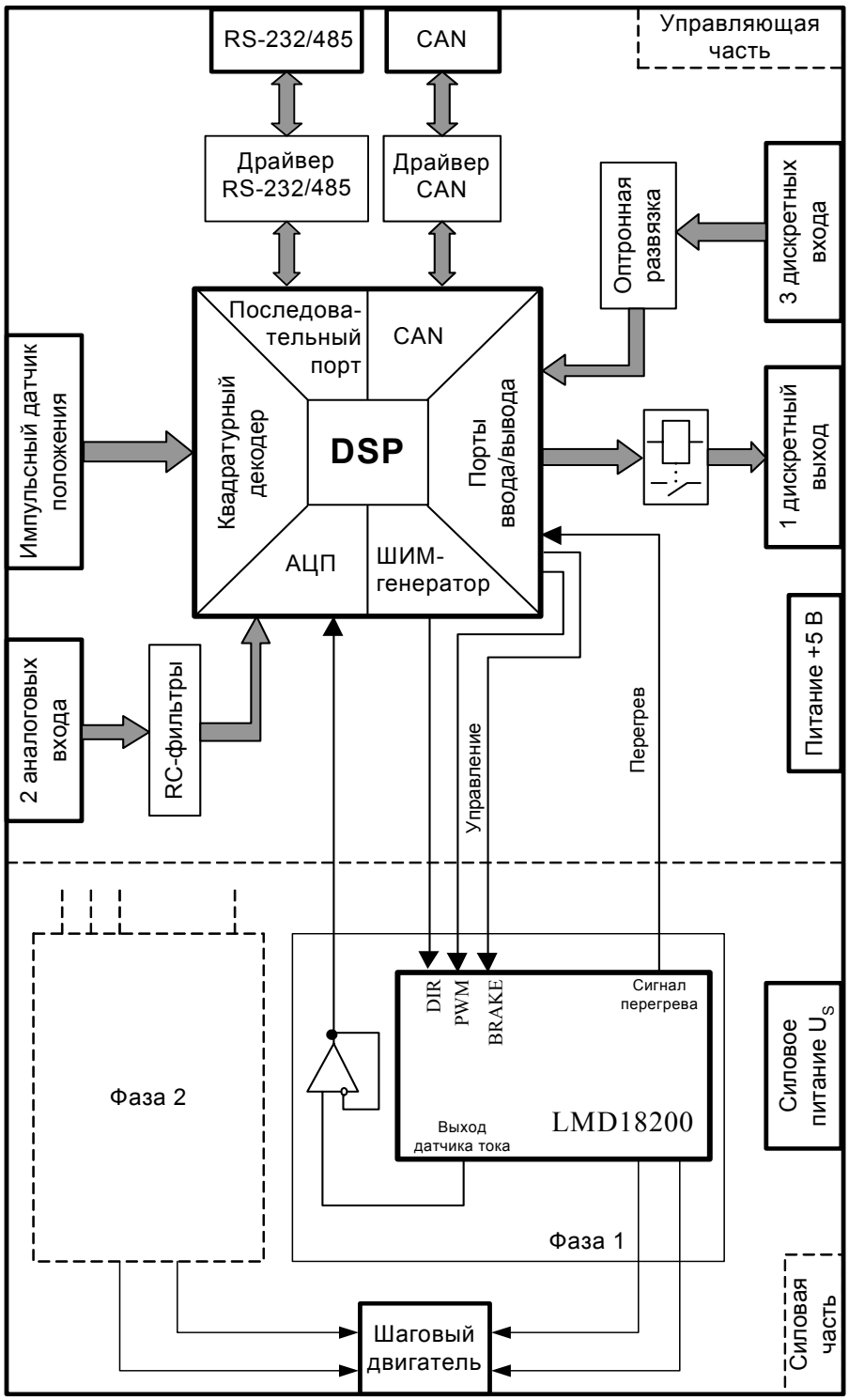


Рис. 4.1. Структура одноплатного инвертора на базе DSP-процессора и силовых модулей с встроенными датчиками тока

На рис. 4.1. приведена структура одноплатного инвертора тока для управления двухфазными ШД малой мощности на базе силовых модулей LMD18200 фирмы National Semiconductor, рассмотренных нами ранее (см. раздел 2.1.2, рис. 2.5), и специализированного DSP-микроконтроллера TMS320F241 фирмы Texas Instruments (см. раздел 2.2.3, рис. 2.11).

Инвертор предназначен для управления двухфазными шаговыми двигателями с номинальным фазным током до 3 А и напряжением до 55 В. Возможности программно-аппаратной части позволяют использовать в качестве основного режима работы режим электрического дробления шага (рис. 1.13), хотя, конечно, возможна реализация и более простых способов коммутации фаз (одиночной, парной и смешанной).

Применение процессора TMS320F241 обеспечивает следующие возможности сопряжения с внешними системами и устройствами:

- два аналоговых входа (с диапазоном 0…+5 В) для ввода технологических переменных или сигналов задания; сигнал обрабатывается встроенным 10-разрядным АЦП с временем преобразования 850 нс на канал;
- интерфейс с импульсным датчиком положения (уровень входных сигналов – 5 В), обеспечивающий возможность квадратурного режима декодирования положения ротора и программной идентификации скорости;
- три дискретных входа (ТТЛ) для подключения, например, конечных и реперных датчиков;
- один дискретный выход (сухой контакт) для управления внешней цепью, например, силовым питанием;
- интерфейс последовательной связи по протоколу RS-232/485 и сетевой CAN-интерфейс для объединения нескольких устройств в локальную сеть и/или подключения к управляющей системе верхнего уровня.

Силовая часть обеспечивает следующие возможности:

- напряжение силового питания U_S = 12…55 В;
- номинальный продолжительный ток I_{NOM} = 3 А;

- пиковое значение тока (в течение 200мс) I_{MAX} = 6А;
- максимальная рассеиваемая мощность $P_{D(max)}$ = 25 Вт;
- сопротивление импульсному току во включенном состоянии $R_{DS(on)}$ = 0.33 Ом;
- имеются следующие виды встроенных защит:

– защита от «сквозного» тока;
– выдача предупреждающего сигнала при достижении кристаллом температуры 145 °С;
– переход модуля в выключенное состояние при перегреве > 170 °С;
– защита от короткого замыкания на выходе.

Возможность подключения дополнительных периферийных устройств, например, пульта оперативного управления у данного инвертора отсутствует, т.к. основная область его применения – работа под управлением внешней системы управления, хотя при необходимости он может работать и автономно.

4.1.2. Использование контроллера МК9.1 для отладки макетного образца.

Для отладки макетного образца инвертора, в частности, возможности использования пульта управления, в качестве управляющей части был использован универсальный контроллер для управления двигателями МК9.1 (рис. 4.2) на базе процессора TMS320F241.

Благодаря наличию большого количества различных интерфейсов и высокой вычислительной мощности данное изделие предназначено для построения высокопроизводительных систем прямого цифрового управления (в том числе векторного) асинхронными, синхронными, шаговыми, вентильными и вентильно-индукторными двигателями, статическими преобразователями частоты, системами вторичного стабилизированного питания; а также контроллеров распределенных систем автоматического управления в робототехнике, станко-

строении, автомобилестроении, гибком автоматизированном производстве и системах бездатчикового управления двигателями.

Рис. 4.2. Контроллер МК9.1 (150x120 мм) на базе TMS320F241

Плата обеспечивает следующие возможности:

- *Аналоговые входы*: пять в диапазоне от 0 В до +5 В; 3 универсальных (0-5 В; 0-10 В; ±5 В; 4-20 мА; 0-5 мА).
- *Интерфейс с импульсными датчиками положения*: с уровнями сигналов 5 В и 12 В.
- *Интерфейс с инверторами*: 6 комплиментарных буферированных выходов (открытый коллектор) в режиме фронтовой, центрированной и векторной ШИМ; 2 дополнительных выхода для управления цепями приема энергии торможения; быстродействующая аппаратная защита инвертора.
- *Дискретный ввод/вывод, прерывания*: 8 дискретных выходов/ШИМ (ТТЛ); 6 двунаправленных входов/выходов (ТТЛ); 3 входа захвата; 2 входа внешних прерываний.
- *Интерфейсы*: последовательный асинхронный интерфейс RS-232 (до 64 Кбод) с расширенными возможностями; CAN-интерфейс для промышленных распределенных систем управления, скорость обмена до 500 Кбод; по-

следовательный периферийный SPI-интерфейс, скорость до 2,5 Мбод; JTAG-интерфейс – для тестирования и внутрисхемной эмуляции.

- *Последовательный загрузчик флэш-памяти*: «прошивка» программ пользователя от персонального компьютера через RS-232 непосредственно в изделии.
- *Встроенная индикация*: светодиодная линейка (7 зеленых, 2 красных, в т.ч. питание).
- *Энергонезависимая память параметров*: последовательная флэш-память 512, 256, или 128 байт.

Состав макетного образца рассматриваемого инвертора тока показан на рис. 4.3.

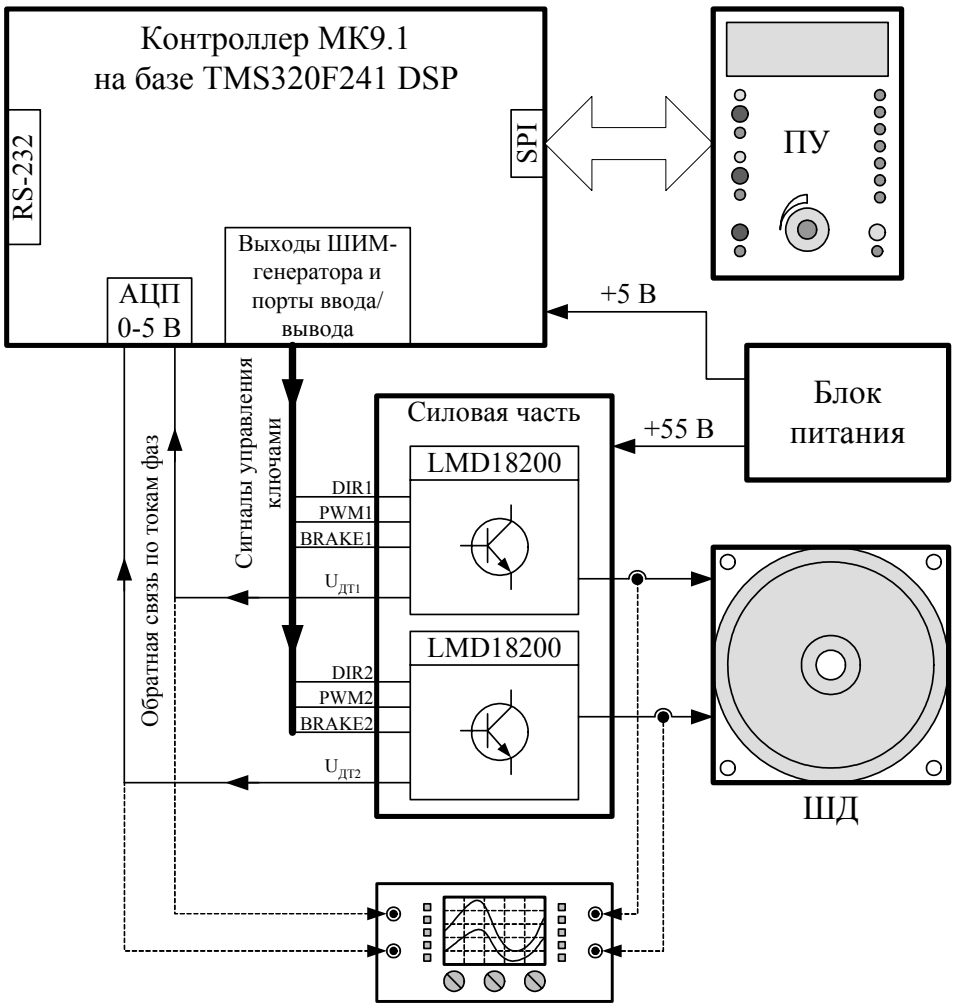


Рис. 4.3. Макет инвертора тока с интеграцией силовой и управляющей части

В настоящее время для этой платы разработано два типа пультов оперативного управления (ПУ): первый, для простых массовых применений, имеет 5-ти разрядный светодиодный индикатор, 7 управляющих кнопок, аналоговый потенциометр задания и подключается к МК по последовательному SPI-интерфейсу (показан на рис. 4.3); второй пульт имеет 4-х строчный графический ЖК-дисплей, пленочную клавиатуру и подключается к одному или сразу нескольким устройствам с помощью сетевого CAN-интерфейса. Также разработана SPI-плата дискретного ввода/вывода и ведется работа по созданию аналогичного CAN-устройства.

Вышеописанные возможности показывают, что при необходимости предложенная на рис. 4.1 структура может быть изменена или расширена для решения более сложных задач.

4.2. Разработка метода программной идентификации знака тока.

Необходимость разработки такого метода вызвана следующим. Целый ряд современных интеллектуальных силовых модулей имеют встроенные датчики фазных токов различного типа (резистивные, на эффекте Холла и т.д.). Применение таких устройств, без сомнения, значительно удешевляет конечное изделие и обеспечивает снижение его массы и габаритов. Однако многие из них обладают рядом недостатков. В частности, использованный в рассматриваемом инверторе силовой модуль LMD18200 имеет интегрированные датчики, которые измеряют ток только в верхних ключах силового моста и выдают его абсолютное значение (рис. 4.4).

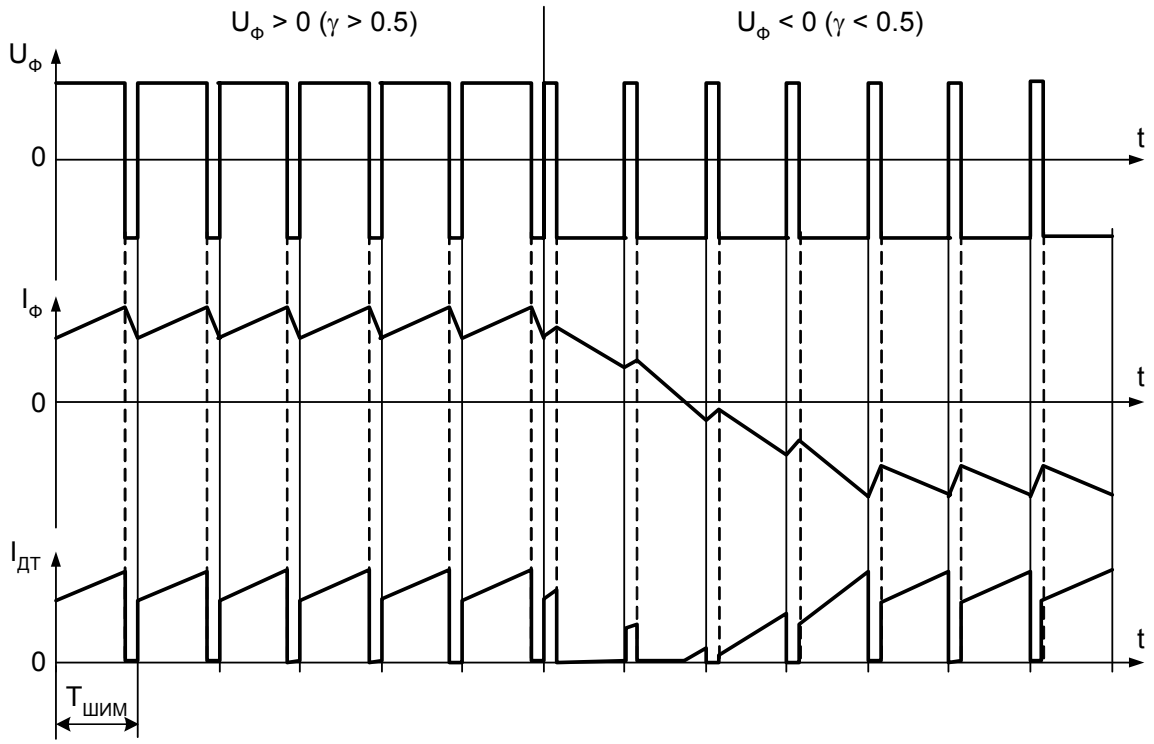


Рис. 4.4. Работа датчика тока при смене знаков фазного напряжения и тока

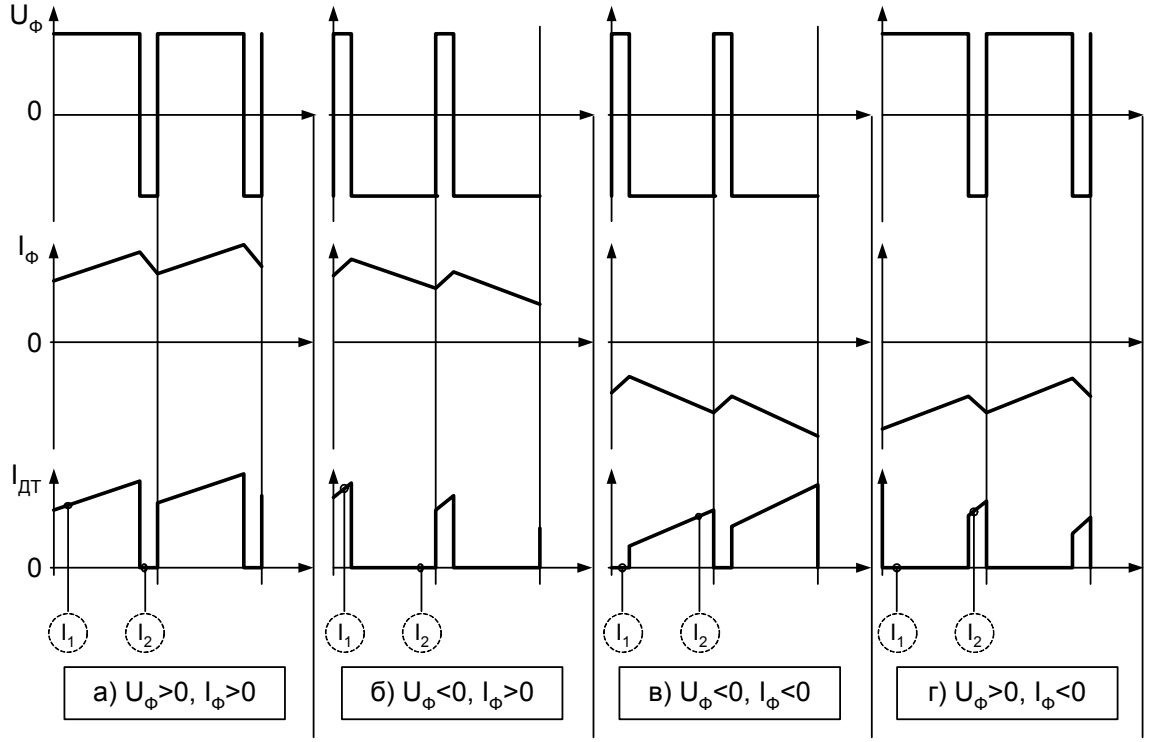


Рис. 4.5. Метод определения знака фазного тока

Принцип определения истинного знака фазного тока основан на том, что при $i_Ф > 0$ (рис. 4.5а и 4.5б) выполняется неравенство $i_1 > i_2$, а при $i_Ф < 0$ (рис. 4.5в и 4.5г) выполняется неравенство $i_1 < i_2$. Здесь i_1 – сигнал с датчика тока, оцифрованный в начале периода ШИМ, а i_2 – сигнал, оцифрованный в конце

периода. Особенности программной реализации этого метода рассмотрены ниже.

4.3. Программная реализация контуров фазных токов, блоков коммутации и электрического дробления шага.

Поддержание заданных фазных токов осуществляется не релейным способом (раздел 1.1), а путем реализации классического контура тока с ПИ-регулятором (рис. 4.6), выход которого является заданием на фазное напряжение, регулируемое в режиме ШИМ путем изменения скважности управляющих импульсов с постоянной частотой 40 кГц (рис. 4.4).

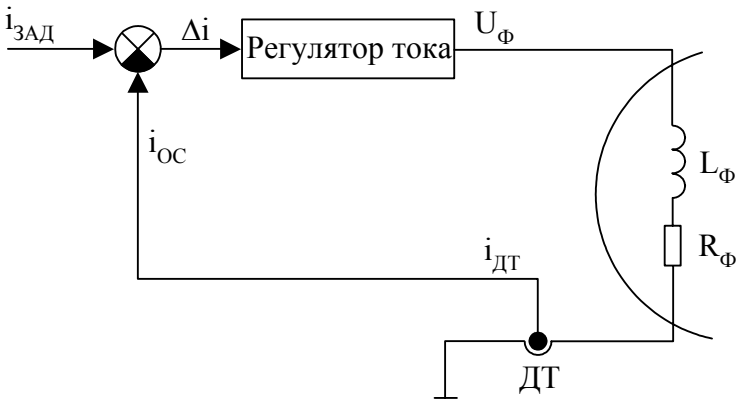


Рис. 4.6. Контур регулирования фазного тока

Для модуля LMD18200 наиболее оптимальным и простым с точки зрения программной реализации является использование быстрой расфорсировки во 2-ом импульсном режиме (рис. 1.3). В этом случае для ШИМ-формирования фазного напряжения в диапазоне ($-U_S \ldots +U_S$) достаточно изменять скважность импульсов на выводе DIR модуля (сигнал на выводе PWM при этом остается неизменным). Тогда как для реализации медленной расфорсировки в 1-ом импульсном режиме требовалось бы дополнительно динамически управлять и сигналом PWM. Несмотря на то, что при 2-ом импульсном режиме ширина токового коридора более широкая, при большой частоте ШИМ это не является заметным недостатком.

Структура базового программного обеспечения, реализующего контур тока по рассмотренной выше схеме, показана на рис. 4.7.

Рис. 4.7. Структура базового ПО по формированию фазных токов

Блок инициализации

Этот блок производит настройку и инициализацию используемых периферийных устройств (порты ввода/вывода, таймер, блоки ШИМ и АЦП), требуемых программных переменных, а также выдает начальные статические сигналы BRAKE и PWM.

Фоновая программа

В фоновой программе осуществляется проверка на превышение током ($i_{ацп}$) предельного значения 3А, и реализуются другие служебные процедуры. При перегрузке по току (или перегреве) выдается сигнал BRAKE=1, запирающий соответствующие силовые мосты.

Блок восстановления истинного значения и знака сигнала ОС по току

Этот блок (как и все последующие) является частью подпрограммы обработки прерывания по окончании АЦП-преобразования. Запуск АЦП осуществляется аппаратно от блока сравнения. Задача блока – на базе результата аналого-цифрового преобразования ($i_{ацп}$) получить сигнал ОС по току $i_{ос}$, величина и знак которого соответствуют реальному фазному току двигателя.

Блок формирования сигнала задания по току

Этот блок обеспечивает формирование сигнала задания по току $i_{зад}$ для различных режимов работы шагового двигателя: одиночная, парная и смешанная типы коммутаций, а также режим электрического дробления шага, при котором форма тока приближена к синусоидальной (степень приближения определяется коэффициентом дробления целого шага). Формирование сигнала осуществляется табличным способом, и частота выборок очередного значения из таблицы определяет скорость вращения вала ШД.

Компаратор

Компаратор осуществляет вычисление сигнала рассогласования по току

$\Delta i = i_{зад} - i_{ос}$.

Регулятор тока

ПИ-регулятор тока обеспечивает поддержание тока на заданном уровне (с нулевой статической ошибкой) и формирует сигнал задания величины фазного напряжения U.

Блок расчета скважности и величины загрузки регистра сравнения модуля ШИМ

Блок осуществляет расчет требуемой (в зависимости от U) величины загрузки регистра сравнения модуля ШИМ, обеспечивающего формирование ШИМ-сигнала со скважностью γ по формуле (все величины в относительных единицах): $\gamma = 0.5 \cdot (U + 1)$.

На рис. 4.8 показано распределение работы вышеуказанных программных блоков во временной области.

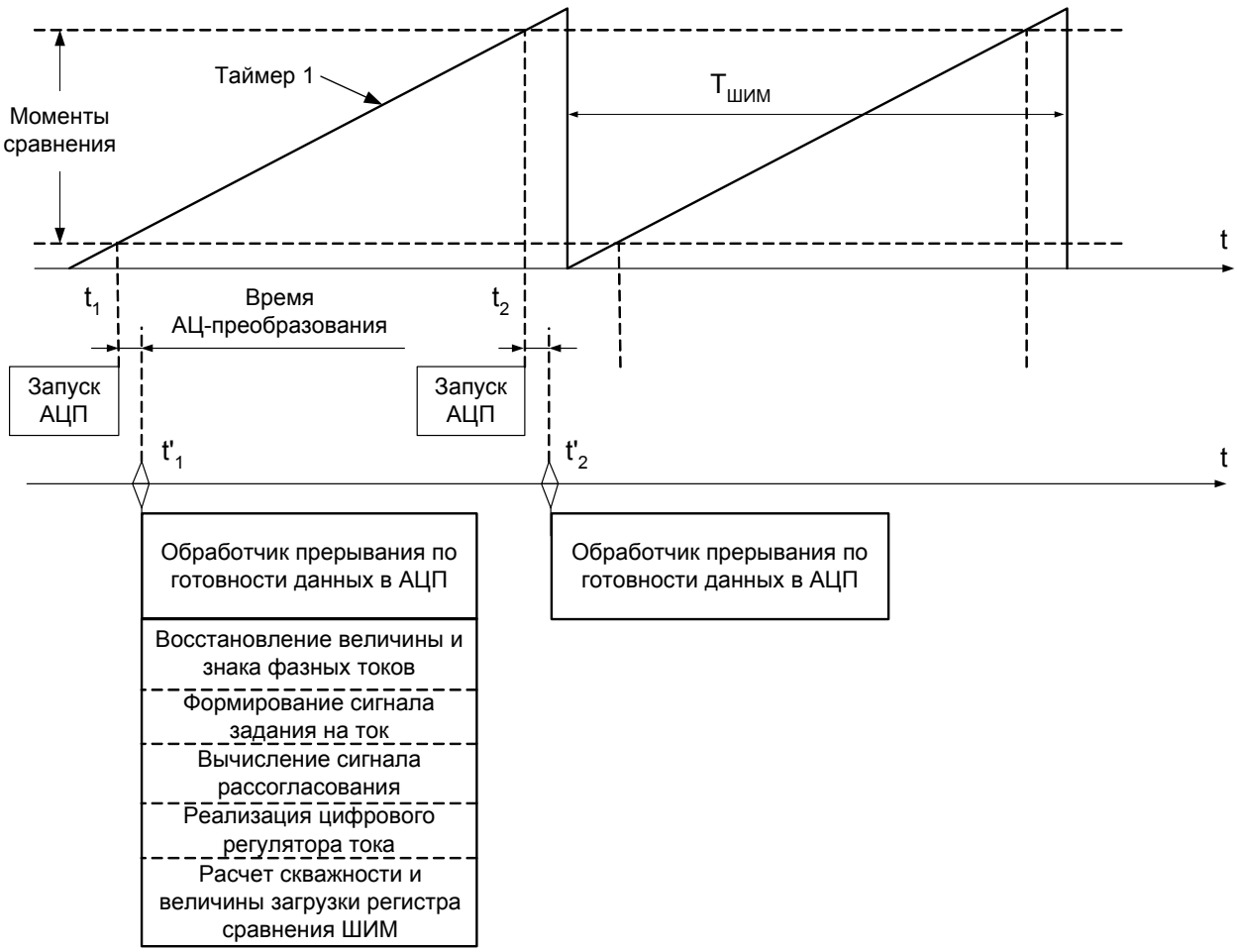


Рис. 4.8. Распределение ресурсов процессора по времени

Функционирование ШИМ-генератора и блока сравнения базируется на встроенном таймере (Timer 1), работающем с периодом ШИМ. Как видно из рис. 4.8, за период ШИМ аналого-цифровое преобразование сигнала с датчика тока осуществляется дважды – в начале и в конце периода (моменты времени t_1 и t_2). Это необходимо для работы алгоритма распознавания истинного знака тока (рис. 4.5). В момент t'_1 преобразование заканчивается, и обработчик прерывания вызывается первый раз. В этом обработчике задается следующий момент запуска АЦП – конец периода ШИМ (момент t_2). Помимо этого, просчитывается очередная программная итерация процедур получения сигнала ОС, сигнала задания, расчета ошибки, регулятора тока и расчета скважности с последующей перезагрузкой регистра скважности ШИМ. В момент t'_2 заканчивается второе аналого-цифровое преобразование, но на этот раз после сохранения сигнала с

датчика тока задается только момент следующего запуска АЦП – начало следующего периода ШИМ (момент t_1).

На рис. 4.9 показаны экспериментальные осциллограммы фазных токов для режима электрического дробления целого шага с коэффициентом дробления $К_{дроб}$ = 64 и напряжения силового питания U_S = 55 В.

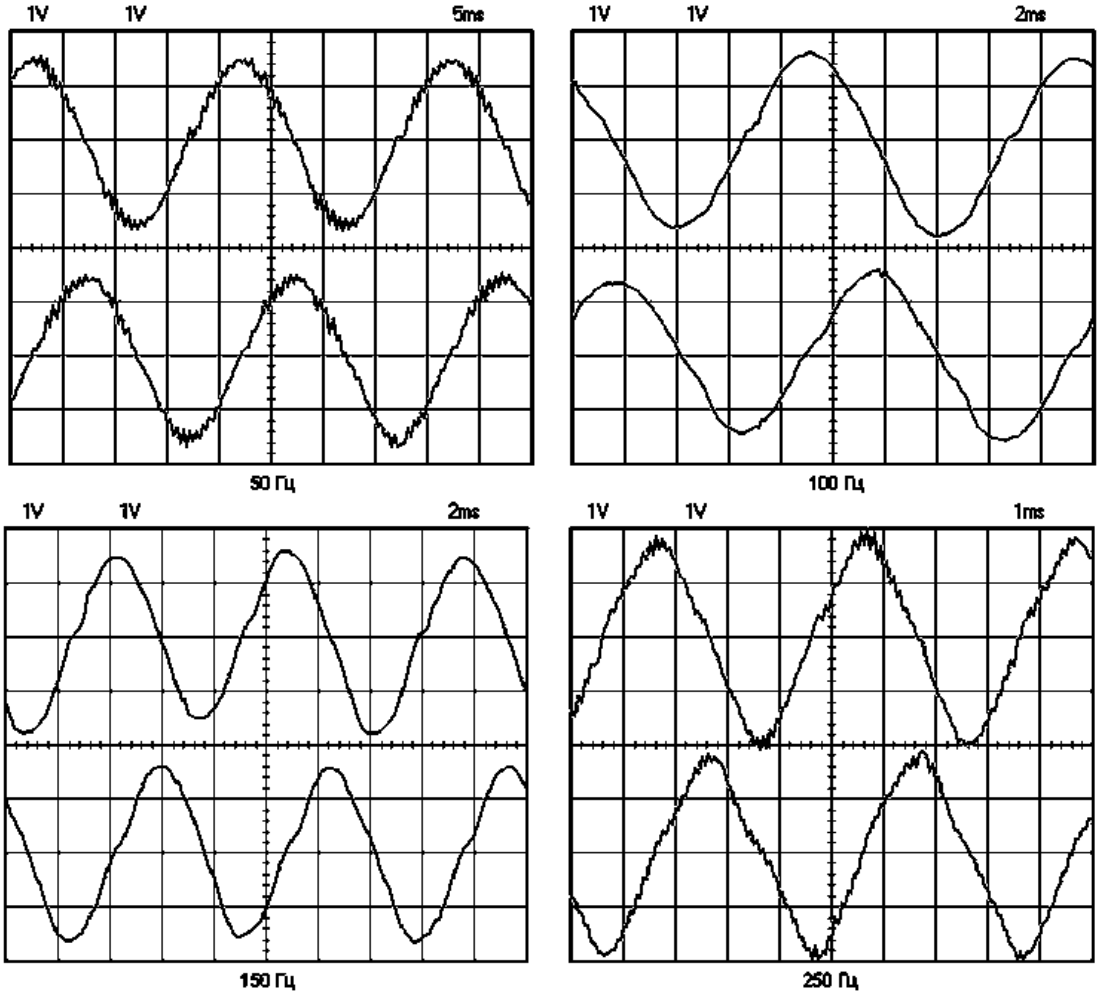


Рис. 4.9. Фазные токи для режима электрического дробления шага

Из графиков видно, что, начиная с частоты синусоидального тока 250 Гц (для двигателя ДШИ-200 это соответствует частоте 1000 Гц при работе на целых шагах), синусоидальная форма начинает искажаться. Причина этого в том, что при больших скоростях ЭДС вращения велика, и запаса по силовому напряжению уже оказывается недостаточно для обеспечения требуемой скорости нарастания тока.

4.4. Выводы по главе.

1. Предложена и обоснована структура одноплатного модуля инвертора тока с интеграцией силовой и управляющей части на базе специализированного DSP-микроконтроллера и силовых интеллектуальных модулей средней степени интеграции с встроенными датчиками тока.
2. Разработан и отлажен (на макетном образце) оригинальный алгоритм восстановления истинного знака фазных токов.
3. Показана эффективность применения DSP-контроллеров для программной реализации контуров фазных токов, блока коммутации и электрического дробления шага.
4. Приведены экспериментальные данные, подтверждающие эффективность предложенных решений.

ГЛАВА 5. Разработка аппаратно-программного обеспечения систем автокоммутации ВИП средней мощности (до 30 квт) в режимах, приближенных к векторному управлению.

На опытном заводе Института биологического приборостроения Российской академии наук (г. Пущино Московской обл.) совместно с специалистами Московского энергетического института было освоено производство серии блоков управления 5-ти и 6-ти фазными вентильно-индукторными двигателями с самоподмагничиванием для спецприменений (компрессорные привода и вентиляторы) мощностью от 1.1 до 32.5 кВт. Автор данной диссертационной работы принимал участие в наладке опытной партии этих устройств, а также в разработке следующих программных модулей для микропроцессорной системы управления:

- модуль расчета углов коммутации и отключения фаз в функции текущей скорости;
- модуль автокоммутации фаз по текущему углу положения ротора;
- модуль ограничения фазных токов.

В главе приведены основные особенности построения аппаратной части этой системы управления и структура замкнутой системы регулирования скорости ВИП. Обосновано использование высокопроизводительного DSP-микроконтроллера TMS320LF2407A.

Разработан высокоэффективный алгоритм автокоммутации фаз, приближенный к векторному управлению, и приведена структура его программной реализации.

5.1. Особенности построения силовой и управляющей частей системы управления многофазными ВИП.

Все блоки управления, независимо от их мощности и числа фаз, за исключением ряда незначительных отличий, построены по однотипной схеме. Струк-

тура силовой части 6-ти фазного вентильно-индукторного привода (ВИП) показана на рис. 5.1. Она выполнена на базе сдвоенных и одиночных силовых интеллектуальных IGBT-модулей фирмы Mitsubishi, которые имеют встроенные драйверы для сопряжения с микропроцессорной частью и защиты от перегрева, перегрузки по току, КЗ и понижения напряжения питания.

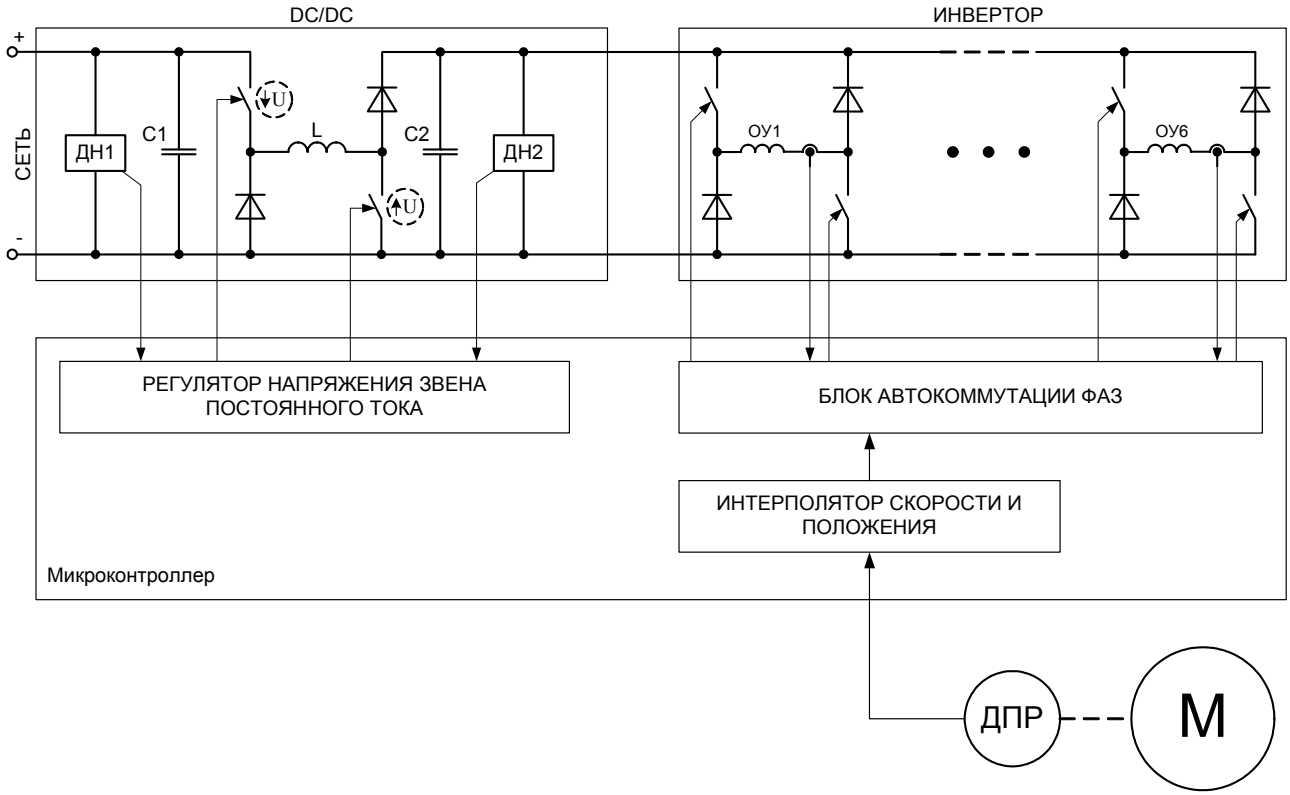


Рис. 5.1. Структура силовой части многофазного ВИП

Напряжение сети постоянного тока поступает на так называемый DC/DC-преобразователь, который преобразует непостоянное входное напряжение сети в регулируемое выходное напряжение на звене постоянного тока, соответствующее текущей частоте вращения двигателя. Специфика задач потребовала применения схемы, обеспечивающей как повышение, так и понижение выходного напряжения относительно входного, поэтому применены два поочередно работающих ключа, управляемые в режиме ШИМ с частотой 20 кГц. Для работы регулятора напряжения, а также для организации защиты от перенапряжений установлены датчики напряжения ДН1 и ДН2.

Требуемое стабилизированное напряжение на звене постоянного тока далее поступает на 6-ти (5-ти) фазный инвертор напряжения, построенный по по-

лумостовой схеме и обеспечивающий однополярное питание фаз двигателя. В каждой фазе установлены датчики тока, используемые для организации защит и реализации токоограничения (см. ниже).

Необходимость в управлении большим количеством ключей, а также сложность алгоритмов управления такой системой потребовали использования мощной микропроцессорной части, в качестве которой выступает универсальная плата контроллера МК11.3 (рис. 5.2) на базе DSP-процессора TMS320LF2407A (см. раздел 2.2.3, рис. 2.12).

Рис. 5.2. Контроллер МК11.3 (160x140 мм) на базе TMS320LF2407

На плате контроллера установлено внешнее быстродействующее ОЗУ, и имеется джампер, позволяющий производить переключение режима работы ЦП из режима микроконтроллера (программа прошивается во встроенную флэш-память) в режим микропроцессора (программа загружается во внешнюю оперативную память и имеется возможность задания динамических точек останова при отладке).

Для замкнутых систем привода, реализации режимов автоматической коммутации вентильных и вентильно-индукторных двигателей предусмотрены интерфейсы с датчиками положения и скорости различных типов: импульсных фотоэлектрических, индуктивных, на элементах Холла и др. с числом каналов

от трех до шести, как с дифференциальными, так и однополярными выходами, а также с уровнями напряжения от 5 до 12 В. В зависимости от разрешения используемого датчика положения диапазон регулирования скорости в замкнутых системах может достигать 10000:1.

Как и все контроллеры серии МК данная плата содержит интерфейсы RS-232, SPI и CAN. В дополнение к этому она имеет интерфейс RS-485. Для уменьшения габаритных размеров контроллера применены особые двухъярусные разъемы, имеющие дополнительную защиту от электромагнитных помех встроенными ферритовыми кольцами.

Контроллер МК11.3 предусматривает подключение пультов оперативного управления (по интерфейсам SPI или CAN), плат расширения ввода/вывода для: приема и обработки сигналов синусно-косинусных датчиков или датчиков типа "вращающийся трансформатор"; ретрансляции сигналов датчиков положения в систему ЧПУ; вывода внутренних переменных на ЦАПы для целей осциллографирования и пр.

В рассматриваемой нами системе управления контроллер обеспечивает:

- регулирование напряжения на выходе преобразователя DC/DC;
- автокоммутацию фаз;
- определение угла положения и частоты вращения ротора двигателя;
- реализацию разгона и торможения;
- стабилизацию частоты вращения;
- отсечки токов фаз двигателя при разгоне и перегрузке;
- программные защиты двигателя по току и перегреву;
- защиты по прерываниям от перенапряжений в питающей сети и от аварий транзисторных силовых модулей;
- мониторинг питания.

Состав программного обеспечения и схема замкнутой системы регулирования скорости ВИП показаны на рис. 5.3.

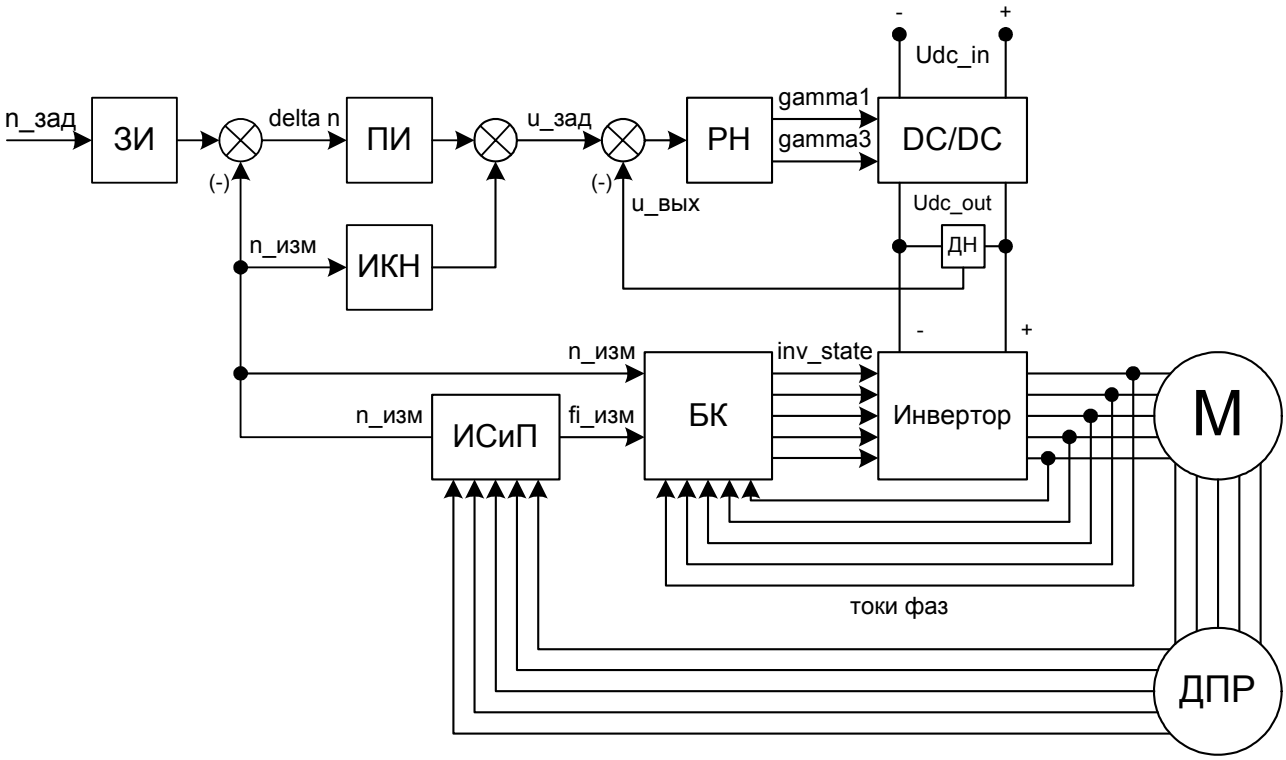


Рис. 5.3. Состав ПО и схема замкнутой системы регулирования скорости ВИП

Автокоммутация фаз по текущему углу поворота ротора переводит двигатель в режим бесколлекторной машины постоянного тока. Угол коммутации, а также углы отключения фаз определяются в функции текущей скорости, которая (как и положение ротора) вычисляется интерполятором скорости и положения. Регулирование скорости производится изменением напряжения, прикладываемого к фазам двигателя. Значение напряжения, необходимое для поддержания скорости вычисляется интерполятором кривой напряжения в функции скорости и ПИ-регулятором скорости. Плавность переходных процессов при изменении задания скорости обеспечивает линейный задатчик интенсивности.

Обозначения на схеме:

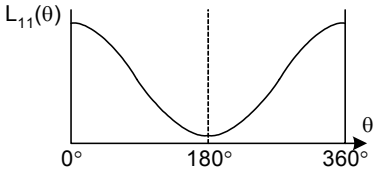
- DC/DC – преобразователь входного напряжения в напряжение, прикладываемое к двигателю;
- ДН – датчик напряжения;
- М – пяти (шести)-фазный вентильно-индукторный двигатель
- ДПР – индукционный датчик положения ротора;
- ЗИ – задатчик интенсивности;

- ПИ – пропорционально-интегральный регулятор скорости;
- РН – регулятор напряжения
- ИКН – интерполятор кривой напряжения (в функции текущей скорости вращения);
- ИСиП – интерполятор скорости и положения;
- БК – блок коммутации фаз двигателя;
- n_зад – заданное значение скорости;
- n_изм – измеренное значение скорости;
- fi_изм – измеренное значение угла;
- delta_n – разница между заданной и измеренной скоростью двигателя;
- u_зад – заданное значение напряжения на выходе звена постоянного тока;
- u_вых – измеренное значение напряжения на выходе звена постоянного тока;
- gamma1 – скважность ШИМ-сигнала управления понижающим ключом DC/DC;
- gamma3 – скважность ШИМ сигнала управления повышающим ключом DC/DC;
- inv_state – сигналы дискретного управления состоянием инвертора;

5.2. Идея частотно-токового управления вентильно-индукторным двигателем.

Как известно [8], для получения высоких динамических характеристик привода в широком диапазоне скоростей и полного использования возможностей электрической машины наилучший режим ее работы – источник момента. Современная элементная база позволяет реализовать такое (т.н. векторное) управление различными типами двигателей. Для вентильно-индукторных двигателей подобный режим (при ряде допущений) достигается при формировании фазных токов по закону SIN в функции угла поворота вала. Предположим, что

самоиндукция фаз в зависимости от угла поворота ротора изменяется по закону COS (высшие гармоники не учитываем). Тогда в относительных единицах момент фазы для числа пар полюсов $p_П = 1$ есть произведение квадрата тока на – SIN угла поворота вала (рис. 5.4).



$L_{11}(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta)$
$L_{22}(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta\text{-}72°)$
$L_{33}(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta\text{-}144°)$
$L_{44}(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta\text{-}216°)$
$L_{55}(\theta) = L_0 + L_1 \cdot \cos(\theta\text{-}288°)$

$W_{CO} = 0.5 \cdot L_{11}(\theta) \cdot i_1^2 \quad (p_П=1)$

$M_1 = +\delta W_{CO}/\delta\theta = 0.5 \cdot i_1^2 \cdot L1 \cdot (-\sin(\theta))$

$M_1 \cong i_1^2 \cdot (-\sin(\theta))$

$\mu_1 = (i_1^*)^2 \cdot (-\sin\theta)$ - момент фазы 1 в относительных единицах

Рис. 5.4. Вычисление момента фазы 5-фазного ВИД

$\mu_1 = (i_1^*)^2 \cdot (-\sin\theta)$ $\quad i_1^* = i_{m*}^* \cdot (-\sin\theta)$
$\mu_2 = (i_2^*)^2 \cdot [-\sin(\theta\text{-}72°)]$ $\quad i_2^* = i_{m*}^* \cdot [-\sin(\theta\text{-}72°)]$
$\mu_3 = (i_3^*)^2 \cdot [-\sin(\theta\text{-}144°)]$ $\quad i_3^* = i_{m*}^* \cdot [-\sin(\theta\text{-}144°)]$
$\mu_4 = (i_4^*)^2 \cdot [-\sin(\theta\text{-}216°)]$ $\quad i_4^* = i_{m*}^* \cdot [-\sin(\theta\text{-}216°)]$
$\mu_5 = (i_5^*)^2 \cdot [-\sin(\theta\text{-}288°)]$ $\quad i_5^* = i_m^* \cdot [-\sin(\theta\text{-}288°)]$

$\mu_\Sigma = \mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4 + \mu_5$

$\mu_1 = (i_{m*}^*)^2 \cdot (-\sin^3\theta)$
$\mu_2 = (i_{m*}^*)^2 \cdot [-\sin^3(\theta\text{-}72°)]$
$\mu_3 = (i_{m*}^*)^2 \cdot [-\sin^3(\theta\text{-}144°)]$
$\mu_4 = (i_{m*}^*)^2 \cdot [-\sin^3(\theta\text{-}216°)]$
$\mu_5 = (i_{m*}^*)^2 \cdot [-\sin^3(\theta\text{-}288°)]$

$\mu_\Sigma \cong (i_m^*)^2$

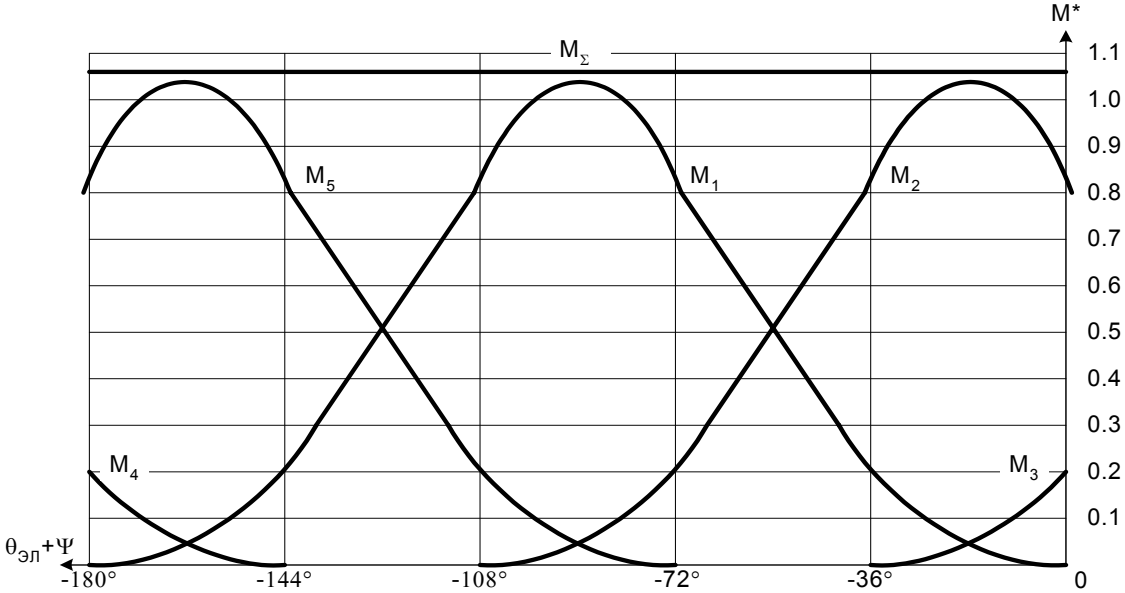
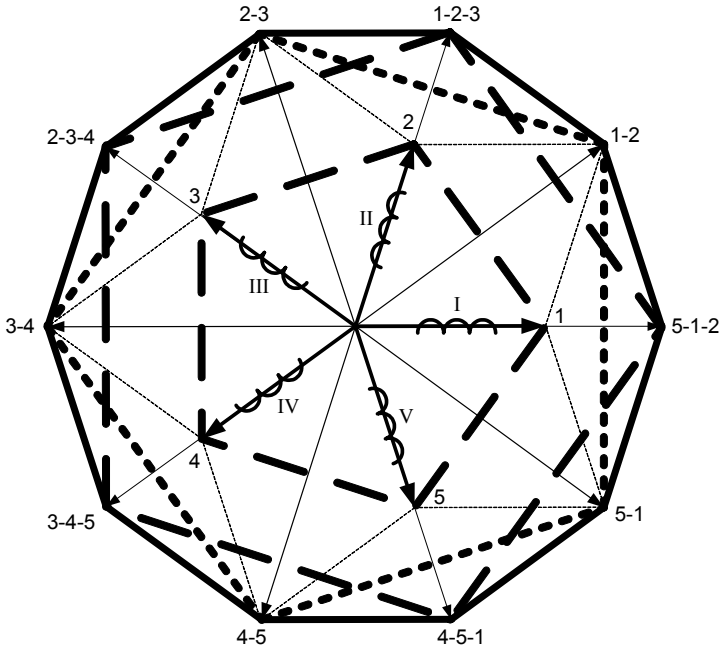


Рис. 5.5. Идея частотно-токового управления ВИД

Если формировать фазные токи по закону SIN в зависимости от угла поворота вала, то получим, что суммарный момент машины будет постоянным и пропорционален квадрату амплитуды фазных токов (рис. 5.5).

В силу специфики требований к разрабатываемой системе привода идея векторного управления и ШИМ-формирования токов была неприменима. Для повышения КПД привода требовалось минимизировать число коммутаций фаз и использовать ШИМ только для токоограничения при пуске или перегрузке машины. Поэтому была поставлена задача найти такой алгоритм коммутации фаз, чтобы фактически в режиме инвертора напряжения получить характеристики, близкие к частотно-токовому управлению.

5.3. Выбор способов коммутации 5-ти и 6-ти фазных ВИД, приближенных к векторному управлению.



Возможные типы коммутаций:

- Одиночная: 1, 2, 3, 4, 5, 1, …
- Парная: 1-2, 2-3, 3-4, 4-5, 5-1, 1-2, …
- Несимметричная: 1, 1-2, 2, 2-3, 3, 3-4, 4, 4-5, 5, 5-1, 1, 1-2, …
- 3-х фазная симметричная: 1-2-3, 2-3-4, 3-4-5, 4-5-1, 5-1-2, 1-2-3, …
- 2-3-х фазная несимметричная: 1-2, 1-2-3, 2-3, 2-3-4, 3-4, 3-4-5, 4-5, 4-5-1, 5-1, 5-1-2, 1-2, ...

Рис. 5.6. Типы коммутаций 5-ти фазного ВИД

На рис. 5.6 показаны возможные способы коммутации 5-ти фазного вентильно-индукторного двигателя.

Анализ этих способов коммутации показывает, что с точки зрения уменьшения пульсаций момента и полноты использования энергетических возможностей машины наиболее оптимальна 2-3-х фазная несимметричная коммутация, когда на четных тактах коммутации одновременно работают две, на нечетных – три фазы (на одном электрическом обороте вала 5-ти фазного ВИД имеем 10 тактов коммутации). Естественно, что для реализации такого управления силовая часть должна иметь достаточную мощность.

Были предложены два варианта 2-3-х фазной коммутации ВИД, приближенных к векторному управлению. Наибольшее приближение к частотно-токовому управлению достигается, если интервал включения фазы равен 180 электрическим градусам. Первый вариант (рис. 5.7), когда фаза отключается с задержкой после последнего такта коммутации, не совсем удовлетворяет этому критерию. Здесь интервал включения больше 180 градусов, а это может привести к возникновению нежелательных тормозных моментов.

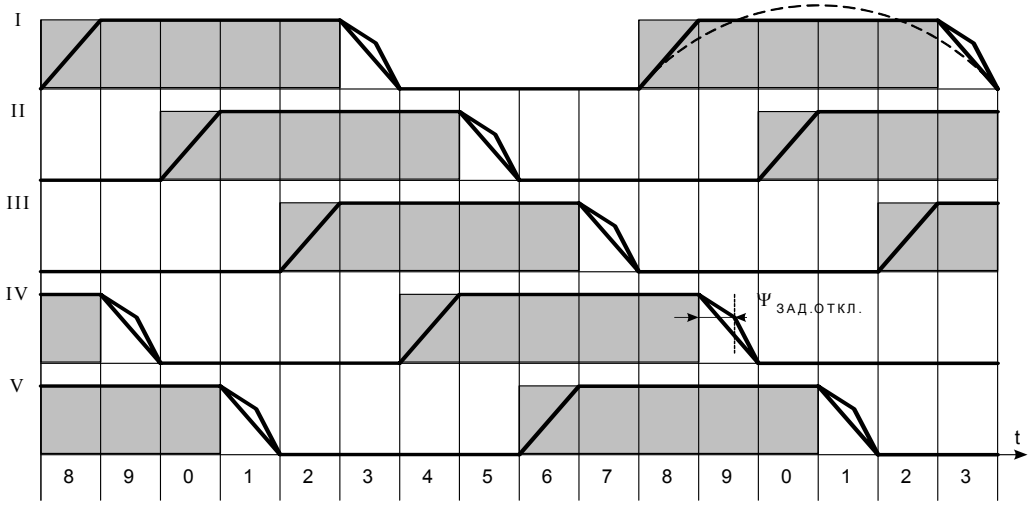


Рис. 5.7. Вариант 2-3-х фазной коммутации 5-фазного ВИД с задержкой отключения фазы

Более оптимальным является второй вариант (рис. 5.8), когда фаза начинает отключаться с опережением относительно окончания интервала включения. Причем отключение осуществляется в два этапа – сначала медленная расфорсировка, затем – быстрая. Показанные диаграммы соответствую нейтральной коммутации. На самом деле угол коммутации и углы задержки отключения являются функцией скорости.

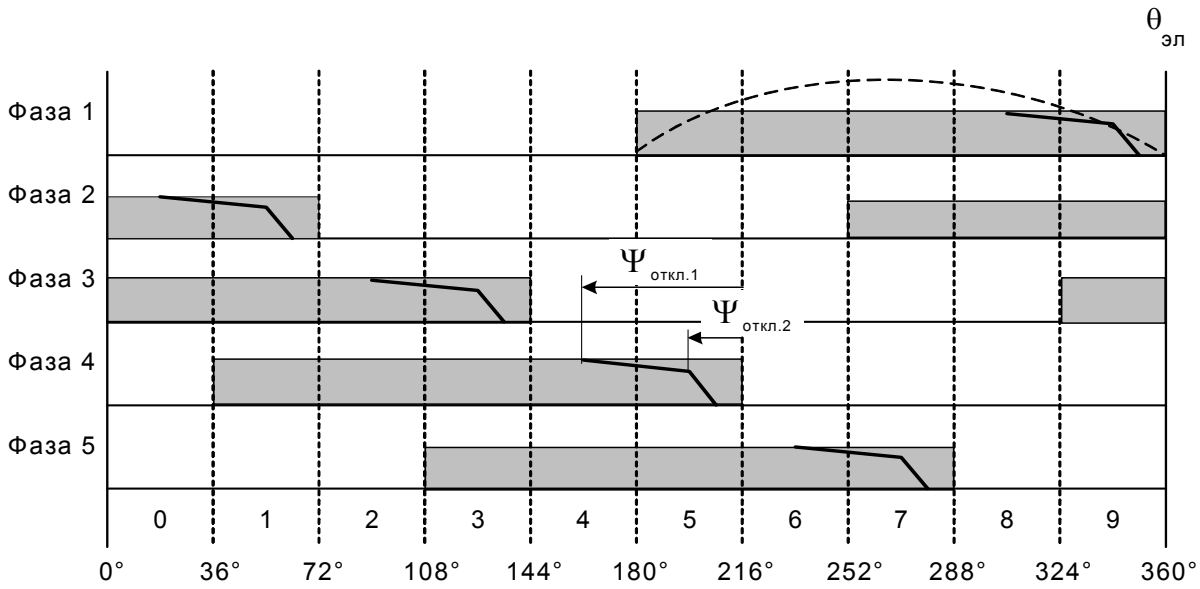


Рис. 5.8. Вариант 2-3-х фазной коммутации 5-фазного ВИД с опережением отключения фазы

Анализ способов коммутации 6-ти фазного вентильно-индукторного двигателя показывает, что наименьшие пульсации момента и наилучшее приближение к векторному управлению достигаются при 3-х фазной коммутации, когда в каждый момент времени активны три фазы двигателя (рис. 5.9).

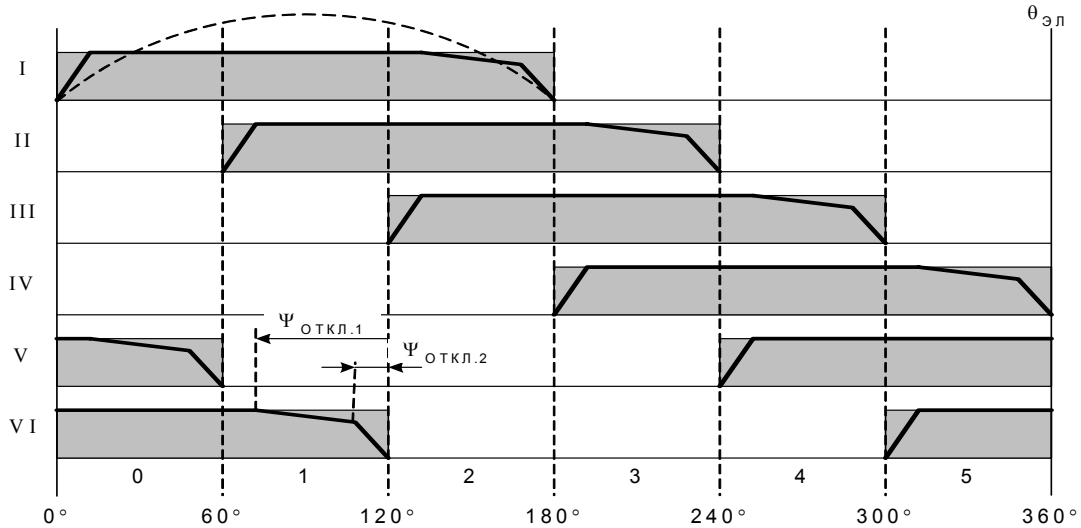


Рис. 5.9. 3-х фазная коммутация 6-ти фазного ВИД

Из рисунка видно, что на одном электрическом обороте вала можно выделить 6 тактов коммутации. Период включения каждой фазы составляет 180 электрических градусов (3 такта). Аналогично 5-ти фазной машине фаза от-

ключается с опережением сначала в режиме медленной расфорсировки, затем – в режиме быстрой расфорсировки (углы $\Psi_{откл.1}$ и $\Psi_{откл.2}$).

5.4. Программная реализация блока автокоммутации фаз.

5.4.1. Общая структура программного обеспечения.

На рис. 5.10. показана более развернутая структура блока коммутации (БК) фаз (см. схему на рис. 5.3).

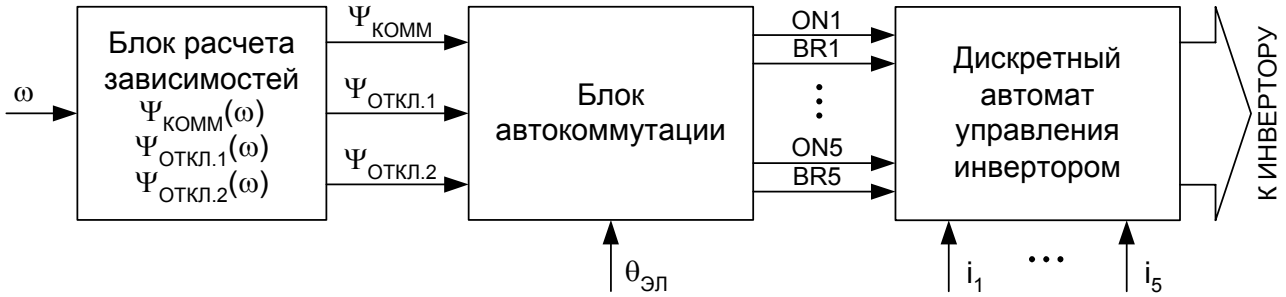


Рис. 5.10. Блок коммутации фаз

Для текущей частоты вращения вала ω рассчитываются угол коммутации $\Psi_{КОММ}$ и углы опережения отключения фаз $\Psi_{ОТКЛ.1}$ и $\Psi_{ОТКЛ.2}$. Собственно сам блок автокоммутации на основе текущего электрического угла положения ротора $\theta_{ЭЛ}$ и вычисленных углов определяет для каждой фазы необходимость ее включения или отключения в том или ином режиме расфорсировки (выдает флаги ONx и BRx). Дискретный автомат управления инвертором на основе этих флагов и текущих значений фазных токов вырабатывает соответствующие сигналы управления силовыми ключами инвертора. Информация о фазных токах необходима для реализации режима ограничения фазных токов при разгоне или перегрузке привода, а также для организации максимально-токовой защиты.

Функционально блок коммутации разделен на две части. Первая часть реализует сравнительно медленные вспомогательные операции и работает в фоновой программе. Вторая часть собственно и является дискретным автоматом коммутации фаз и вызывается с большой частотой (40/80 кГц) в обработчике

ШИМ-прерываний соответствующего аппаратного таймера процессора. Структура соответствующего программного обеспечения показана на рис. 5.11.

Рис. 5.11. Структура ПО блока коммутации фаз ВИД

Рассмотрим кратко назначение каждого блока.

- **Inv_init** – процедура инициализации:

  По заданным значениям $I_{ЗАД}$ и ΔI рассчитываются границы токового коридора $I_{МАКС} = I_{ЗАД} + \Delta I$ и $I_{МИН} = I_{ЗАД} - \Delta I$. В процедуре также инициируется порог срабатывания максимально-токовой защиты, и осуществляется настройка портов ввода/вывода для управления ключами инвертора.
- **SetIref** – процедура установки заданного фазного тока $I_{ЗАД}$:

  По заданной величине $I_{ЗАД}$ делается перерасчет границ токового коридора.
- **SetDeltaI** – процедура установки ширины токового коридора ΔI:

  По заданной величине ΔI делается перерасчет границ токового коридора.
- **GetTettaOff** – процедура расчета углов коммутации и опережения отключения фаз в зависимости от текущей частоты вращения:

  Для текущей частоты вращения Ω производится расчет угла коммутации $\Psi_{комм}$, углов опережения отключения фаз в режиме медленной и быстрой расфорсировки $\Psi_{откл.1}$ и $\Psi_{откл.2}$, а также абсолютных углов отключения $\theta_{откл.1.x}$ и $\theta_{откл.2.x}$ для каждой из фаз.
- **StopCommutation** – процедура прекращения коммутации фаз:

  Производится выключение всех фаз инвертора и остановка коммутации.
- **StartCommutation** – процедура запуска коммутации фаз:

  По текущему электрическому углу поворота ротора осуществляется выбор соответствующего такта коммутации и включение соответствующей фазы (фаз).
- **InvControl** – главная процедура дискретного автомата управления инвертором:

  Процедура вызывается с большой частотой и формирует сигналы управления ключами инвертора в соответствии с текущим электрическим углом поворота ротора и состоянием каждой из фаз.

5.4.2. Алгоритм управления фазными токами.

Как было сказано выше, для реализации предложенных вариантов коммутации (рис. 5.8 и 5.9) были введены два дополнительных угла опережения отключения фазы в режиме медленной расфорсировки ($\Psi_{откл.1}$) и в режиме быстрой расфорсировки ($\Psi_{откл.2}$). Углы отсчитываются от момента отключения фазы (рис. 5.12) и ограничены для 5-ти фазного ВИД интервалом [0..72°] (два такта коммутации), а для 6-ти фазного – интервалом [0...60°] (один такт коммутации). Под углом $\theta'_{эл}$ понимается электрический угол положения ротора с учетом угла опережения коммутации, т.е. $\theta'_{эл} = \theta_{эл} + \Psi_{комм}$. Для обеспечения оптимального управления углы $\Psi_{комм}$, $\Psi_{откл.1}$ и $\Psi_{откл.2}$ являются функциями текущей скорости вращения Ω. Эти зависимости реализуются табличным способом по четырем опорным точкам с линейной интерполяцией между ними.

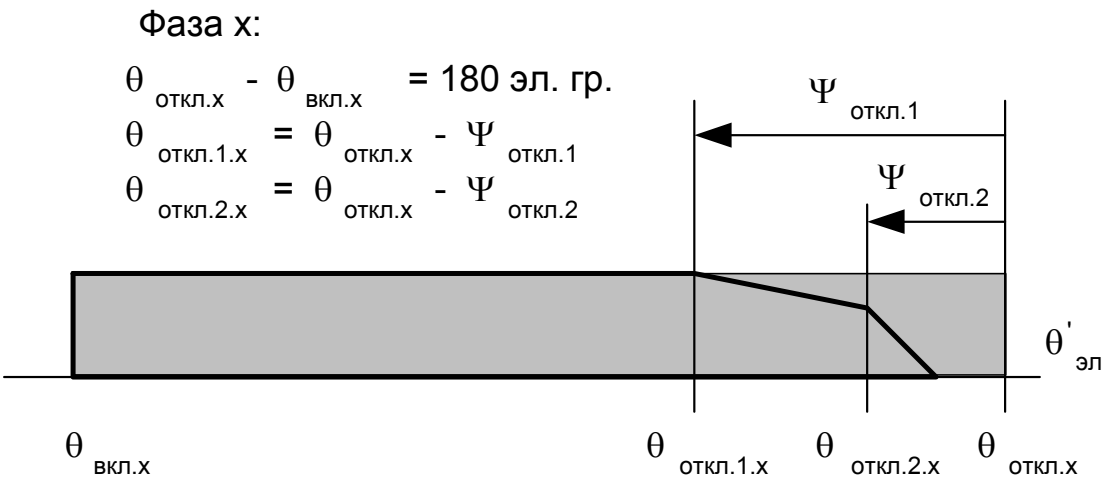


Рис. 5.12. Углы опережения отключения фазы

Общая схема управления фазой показана на рис. 5.13. В нужный момент времени ($\theta'_{эл} = \theta_{вкл.x}$, рис. 5.12) на фазу x подается прямое напряжение, и ток в ней начинает нарастать по экспоненциальному закону. В процессе нахождения фазы под током осуществляется непрерывный контроль выхода тока за границы токового коридора, и при необходимости происходит переход в режим релейного поддержания тока внутри коридора. Выше токового коридора имеется граница максимально-токовой защиты, при превышении которой двигатель ос-

танавливается и система переводится в режим аварии. Максимально-токовая защита введена для обеспечения дополнительной защиты двигателя в процессе спадания фазного тока внутри коридора, когда вследствие трансформаторной ЭДС возможен неконтролируемый выброс тока, даже если фаза закорочена сама на себя. При достижении угла $\theta_{откл.1.x}$ фаза отключается в режиме медленной расфорсировки (закорачивается сама на себя), а при достижении угла $\theta_{откл.2.x}$ – в режиме быстрой расфорсировки (ток спадает под действием напряжения обратной полярности).

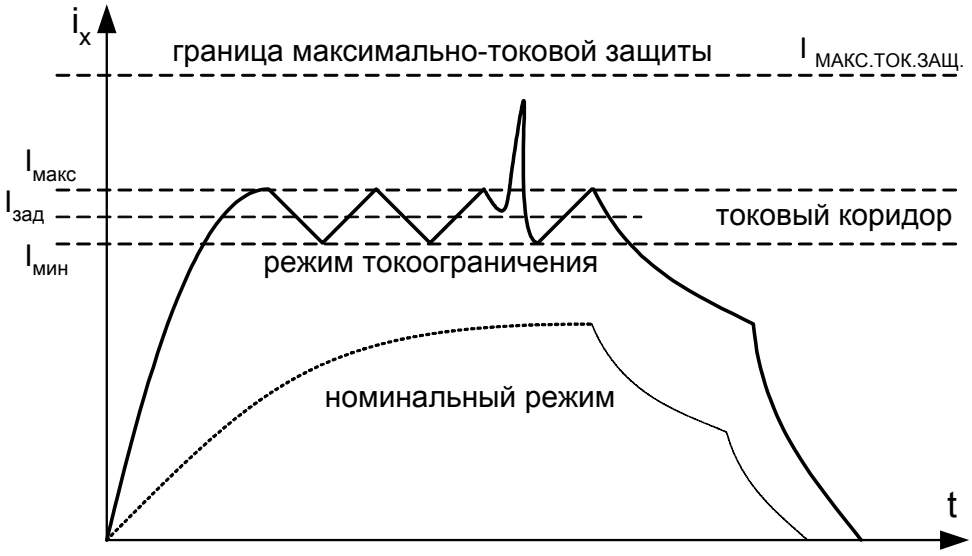


Рис. 5.13. Управление фазой в различных режимах

Следует отметить, что границы токового коридора должны быть настроены так, чтобы релейное поддержание тока внутри него осуществлялось только на этапе разгона двигателя или при перегрузке. При выходе на номинальный режим фаза не должна входить в режим токоограничения. Это необходимо для устранения ненужных коммутаций ключей и обеспечения требуемых энергетических показателей привода.

5.4.3. Алгоритм расчета углов коммутации и отключения фаз.

Расчет углов коммутации $\Psi_{комм}$ и опережения отключения фаз $\Psi_{откл.1}$ и $\Psi_{откл.1}$ в зависимости от текущей скорости Ω выполняется в процедуре GetTettaOff (см. раздел 5.4.2, рис. 5.11) с использованием табличного способа по четырем опорным точкам с линейной интерполяцией между ними (рис. 5.14).

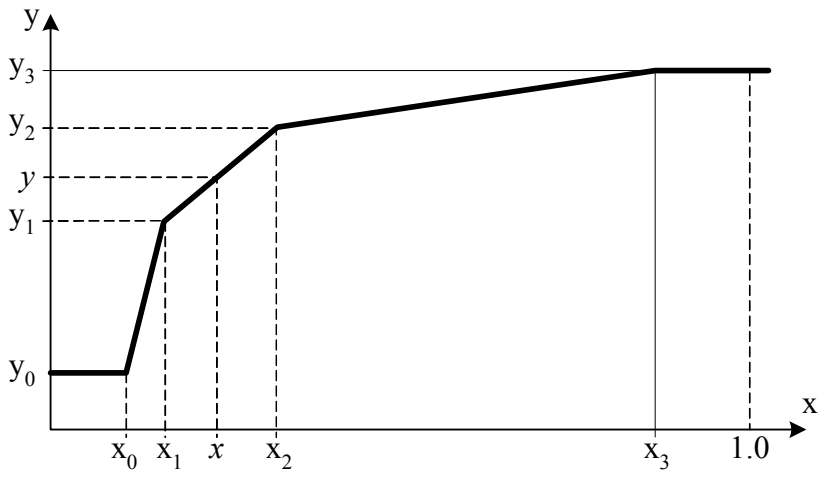


Рис. 5.14. Принцип расчета углов

Для удобства будем считать, что x – это текущая частота вращения Ω в относительных единицах (x = 1.0 соответствует номинальной скорости вращения двигателя), а y – рассчитываемая функция (например, угол коммутации). Таблица опорных точек состоит из восьми чисел: значения аргумента $x_0 \ldots x_3$ и соответствующие им значения функции $y_0 \ldots y_3$. Таких таблиц три, по числу необходимых углов. Все углы хранятся в относительном формате 1.15 (старший разряд – знаковый, в остальных 15-ти разрядах хранится вещественную часть числа), что обеспечивает диапазон значений от -1.0 до +0.999. При этом относительной величине 1.0 соответствует угол 180°. На рис. 5.15 показано соответствие относительных, абсолютных (в шестнадцатеричном виде) и угловых значений в градусах.

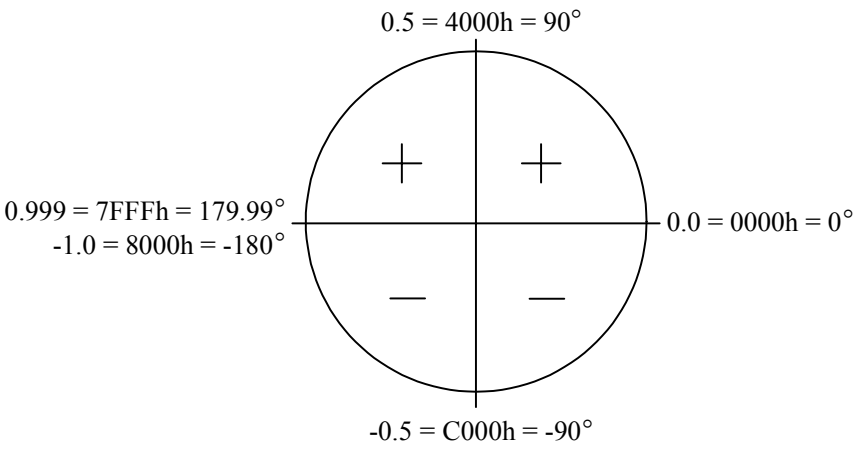


Рис. 5.15. Представление угловых величин

Принятый формат обеспечивает периодичность изменения значений углов и предотвращает переполнение при арифметических операциях. Порядок расчета состоит в следующем. Сначала путем операций сравнения определяется, внутри какого из трех отрезков находится аргумент x. Предположим, что это отрезок $[x_1, x_2)$ (см. рис. 5.14). Далее вычисление функции y(x) осуществляется по формуле линейной интерполяции:

$$y(x) = y_1 + \frac{(y_2 - y_1)}{(x_2 - x_1)} \cdot (x - x_1) \qquad (5.1)$$

Отдельно выделяются ситуации, когда $x < x_0$ или $x > x_3$. В первом случае возвращается $y = y_0$. Во втором – $y = y_3$.

5.4.4. Оптимизация программного обеспечения по быстродействию.

С целью оптимизации быстродействия и исключения ненужных проверок процедура основная процедура автокоммутации **InvControl** (рис. 5.11) состоит из нескольких подпрограмм, каждая из которых отвечает за обработку текущего определенного состояния фаз. При каждом вызове процедуры InvControl делается переход на одну из этих подпрограмм; адрес перехода хранится в отдельной переменной – InvCtrlProc.

Рассмотрим реализацию этой процедуры отдельно для 5-ти и 6-ти фазного вентильно-индукторного двигателя.

5-ти фазный ВИД

Как упоминалось выше, для 5-фазного ВИД производится смешанная коммутация фаз, поэтому с целью оптимизации быстродействия процедуры алгоритм ее работы различен для четных и нечетных тактов коммутации. С целью упрощения программы и облегчения ее модификации реализация подпрограмм для четных и нечетных тактов сделана с помощью двух разных макросов.

Отработка четных тактов 5-ти фазного ВИД

Формат вызова макроса отработки четных тактов имеет следующий вид (здесь N – текущий четный такт коммутации):

EVEN_CYCLE_PROC A, B, C, D

Параметры вызова макроса:

A – фаза, включенная на предыдущем такте N-1;

B – фаза, отключаемая в конце следующего такта N+1, а возможно и ранее, если выполняются условия ее отключения;

C – фаза, выключенная на предыдущем такте N-1;

D – фаза, включаемая на следующем такте N+1.

Например, для такта коммутации N = 0 параметры вызова макроса будут следующими: A = 3, B = 2, C = 1, D = 4 (см. рис. 5.8).

Фаза A на текущем такте N всегда должна быть включена (обозначим как ON), хотя может находиться в режиме токоограничения. Фаза B может быть включена (ON), находиться в режиме медленной расфорсировкой (обозначим как SBR) или в режиме быстрой расфорсировки (обозначим как FBR). Аббревиатура SBR расшифровывается как slow brake (медленная расфорсировка), а FBR – fast brake (быстрая расфорсировка).

Идея оптимизации алгоритма состоит в том, что выделяются все возможные состояния активных на данном такте фаз и осуществляются только необходимые для каждой фазы проверки. Сведем все возможные для фаз A и B состояния в таблицу 5.1. Под требуемым состоянием фазы понимается такое состояние, которое должно быть в соответствии с текущим тактом коммутации и условиями отключения (обозначается вышеупомянутыми аббревиатурами ON,

SBR и FBR). Под реальным состоянием фазы понимается текущее состояние ключей, определяемое, например, тем, выходит ток за границы коридора или нет. Для идентификации реального состояния фаз введем следующие обозначения:

+U – на фазу А подается прямое напряжение;

–U – на фазу А подается обратное напряжение (быстрая расфорсировка);

0 – фаза А замкнута сама на себя (медленная расфорсировка).

Таблица 5.1. Состояния фаз для четных тактов 5-ти фазного ВИД

№ состояния s	Требуемое состояние фаз		Реальное состояние фаз	
	A	B	A	B
0	ON	ON	+U	+U
1	ON	ON	+U	0
2	ON	ON	0	+U
3	ON	ON	0	0
4	ON	SBR	+U	0
5	ON	SBR	0	0
6	ON	FBR	+U	-U
7	ON	FBR	0	-U

Каждому состоянию соответствует своя подпрограмма, в которой проверяются необходимые условия и при необходимости делается переход в новое состояние.

Рассмотрим в качестве примера принцип работы подпрограммы для состояния s = 0 (рис. 5.16), которое, например, может быть начальным при пуске двигателя (если текущий электрический угол на момент пуска соответствует четному такту). Для удобства на блок схеме приведены реальные метки, генерируемые в макросе EVEN_CYCLE_PROC (обведены пунктирной рамкой). Последняя цифра всех меток соответствует номеру требуемого состояния s.

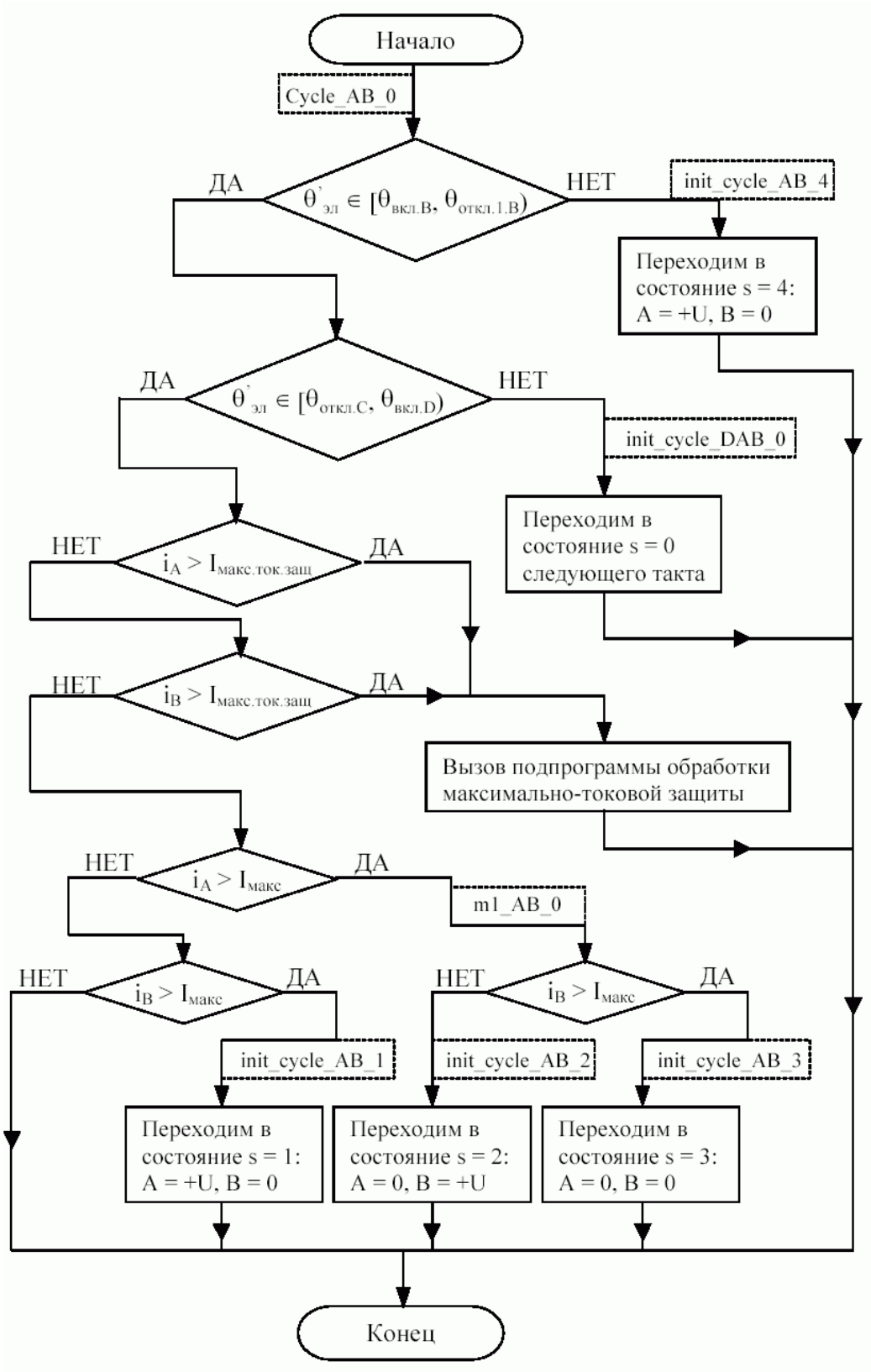


Рис. 5.16. Блок-схема отработки состояния s=0

Итак. Сначала проверяется необходимость отключения фазы B в режиме медленной расфорсировки. Если это условие выполняется, то инициируем но-

вое состояние s = 4, для чего оставляем фазу А включенной (А = +U), фазу В замыкаем саму на себя (В = 0), а в переменную InvCtrlProc помещаем адрес подпрограммы Cycle_AB_4. В результате при следующем вызове основной процедуры InvControl переход будет сделан не на подпрограмму Cycle_AB_0, а на подпрограмму Cycle_AB_4.

Далее, если отключать фазу В не нужно, проверяем необходимость перехода к следующему такту коммутации. Если это условие выполняется, инициируем состояние s = 0 следующего, нечетного, такта коммутации (см. ниже). Переход в состояние s=0 делается исходя из того, чтобы оставить неизменным состояние фаз А и В (в нашем случае они должны быть включены).

Если переходить к следующему такту не нужно, проверяем выход токов фаз А или В за уставку максимально-токовой защиты. Если это произошло, вызываем обработчик этой аварии, в котором осуществляется отключение всех фаз.

Если аварии нет, проверяем выход токов фаз А и В за верхнюю границу токового коридора (нижняя граница не проверяется, т.к. в состоянии s = 0 на фазы подается положительное напряжение +U). При проверке этих условий возможны 4 варианта развития событий. Первый вариант – ни один из токов не вышел за границу, в этом случае оставляем все как есть. В остальных вариантах делаем переход в соответствующее состояние. Например, если оба тока вышли за верхнюю границу коридора, переходим в состояние s = 3 (см. таблицу 5.1), для чего замыкаем обе фазы сами на себя и помещаем в переменную InvCtrlProc адрес подпрограммы Cycle_AB_3.

Подпрограммы для состояний s = 1..3 построены аналогично. Меняются лишь комбинации условий проверки выхода токов за границы токового коридора.

Подпрограммы для состояний s = 4..5 отличаются тем, что, во-первых, проверяется необходимость отключения фазы В в режиме не медленной, а быстрой расфорсировки (условие $\theta'_{эл} \in [\theta_{вкл.В}, \theta_{откл.1.В})$ заменяется на $\theta'_{эл} \in [\theta_{вкл.В}, \theta_{откл.2.В})$) и, во-вторых, не делаются проверки выхода тока фазы В за

границы токового коридора, т.к. фаза B в этих состояниях уже отключена и замкнута сама на себя.

Подпрограммы для состояний s = 6..7 аналогичны состояниям s=4..5 за исключением того, что не делается проверка на необходимость отключения фазы B (она уже полностью отключена).

Отработка нечетных тактов 5-ти фазного ВИД

Формат вызова макроса отработки нечетных тактов имеет следующий вид (здесь N – текущий нечетный такт коммутации):

ODD_CYCLE_PROC A, B, C

Параметры вызова макроса:

A – фаза, включенная на текущем такте N;

B – фаза, включенная на такте N-2;

C – фаза, отключаемая в конце текущего такта N, а возможно и ранее, если выполняются условия отключения.

Например, для такта коммутации N = 1 параметры вызова макроса будут следующими: A = 4, B = 3, C = 2 (см. рис. 5.8).

Фазы A и B на текущем такте N всегда должны быть включены (обозначаем как ON), хотя могут находиться в режиме токоограничения. Фаза C может быть включена (ON), находиться в режиме медленной расфорсировкой (обозначаем как SBR) или в режиме быстрой расфорсировки (обозначаем как FBR).

Все возможные для фаз A, B и C состояния показаны в таблице 5.2. Теперь этих состояний больше, т.к. активных фаз уже три. Каждому состоянию соответствует своя подпрограмма, в которой проверяются необходимые условия и при необходимости делается переход в новое состояние. Все соответствующие подпрограммы построены аналогично четным тактам (рис. 5.16) с той лишь разницей, что увеличилось число комбинаций условий проверки выхода токов за границы токового коридора, т.к. токов теперь не два, а три.

Таблица 5.2. Состояния фаз для нечетных тактов 5-ти фазного ВИД

№ состояния s	Требуемое состояние фаз			Реальное состояние фаз		
	A	B	C	A	B	C
0	ON	ON	ON	+U	+U	+U
1	ON	ON	ON	+U	+U	0
2	ON	ON	ON	+U	0	+U
3	ON	ON	ON	+U	0	0
4	ON	ON	ON	0	+U	+U
5	ON	ON	ON	0	+U	0
6	ON	ON	ON	0	0	+U
7	ON	ON	ON	0	0	0
8	ON	ON	SBR	+U	+U	0
9	ON	ON	SBR	+U	0	0
10	ON	ON	SBR	0	+U	0
11	ON	ON	SBR	0	0	0
12	ON	ON	FBR	+U	+U	-U
13	ON	ON	FBR	+U	0	-U
14	ON	ON	FBR	0	+U	-U
15	ON	ON	FBR	0	0	-U

Для генерации подпрограмм всех возможных состояний на всех тактах коммутации рассмотренные выше макросы вызываются со следующими параметрами (таблица 5.3) в соответствии с рис. 5.8:

Таблица 5.3. Параметры вызова макросов для 5-ти фазного ВИД

N такта коммутации	Макрос	Параметры макроса			
		A	B	C	D
0	EVEN_CYCLE_PROC	3	2	1	4
1	ODD_CYCLE_PROC	4	3	2	—
2	EVEN_CYCLE_PROC	4	3	2	5
3	ODD_CYCLE_PROC	5	4	3	—
4	EVEN_CYCLE_PROC	5	4	3	1
5	ODD_CYCLE_PROC	1	5	4	—
6	EVEN_CYCLE_PROC	1	5	4	2
7	ODD_CYCLE_PROC	2	1	5	—
8	EVEN_CYCLE_PROC	2	1	5	3
9	ODD_CYCLE_PROC	3	2	1	—

6-ти фазный ВИД

Оптимизация процедур автокоммутации для 6-ти фазного ВИД реализована аналогично. Отличие заключается в том, что на каждом такте коммутации 6-

ти фазной машины всегда активны 3 фазы (рис. 5.9). Поэтому макрос всего один:

CYCLE_PROC A, B, C, D

Параметры вызова макроса:

A – фаза, включенная на текущем такте N;

B – фаза, включенная на предыдущем такте N-1;

C – фаза, отключаемая в конце текущего такта N, а возможно и ранее, если выполняются условия ее отключения;

D – фаза, включаемая на следующем такте N+1.

Например, для такта коммутации N = 0 параметры вызова макроса будут следующими: A = 1, B = 6, C = 5, D = 2 (см. рис. 5.9).

Аналогично 5-ти фазному ВИД (таблицы 5.1 и 5.2), были выделены все возможные состояния фаз, приведенные в таблице 5.4:

Таблица 5.4. Состояния фаз для 6-ти фазного ВИД

№ состояния s	Требуемое состояние фаз			Реальное состояние фаз		
	A	B	C	A	B	C
0	ON	ON	ON	+U	+U	+U
1	ON	ON	ON	+U	+U	0
2	ON	ON	ON	+U	0	+U
3	ON	ON	ON	+U	0	0
4	ON	ON	ON	0	+U	+U
5	ON	ON	ON	0	+U	0
6	ON	ON	ON	0	0	+U
7	ON	ON	ON	0	0	0
8	ON	ON	SBR	+U	+U	0
9	ON	ON	SBR	+U	0	0
10	ON	ON	SBR	0	+U	0
11	ON	ON	SBR	0	0	0
12	ON	ON	FBR	+U	+U	-U
13	ON	ON	FBR	+U	0	-U
14	ON	ON	FBR	0	+U	-U
15	ON	ON	FBR	0	0	-U

Иллюстрировать работу подпрограмм мы здесь не будем, ввиду их громоздкости и аналогичности рассмотренным выше.

Для генерации подпрограмм всех возможных состояний на всех тактах коммутации макрос CYCLE_PROC вызывается со следующими параметрами (таблица 5.5) в соответствии с рис. 5.9:

Таблица 5.5. Параметры вызова макроса для 6-ти фазного ВИД

N такта коммутации	Параметры макроса CYCLE_PROC			
	A	B	C	D
0	1	6	5	2
1	2	1	6	3
2	3	2	1	4
3	4	3	2	5
4	5	4	3	6
5	6	5	4	1

5.5. Экспериментальное исследование опытно-промышленных образцов ВИП.

Разработанные алгоритмы были использованы в программном обеспечении опытно-промышленных блоков управления (БУ) вентильно-индукторными приводами средней мощности. На рис. 5.17 приведены фотографии макетного и опытно-промышленного образца БУ-25 кВт (6-ти фазный ВИП).

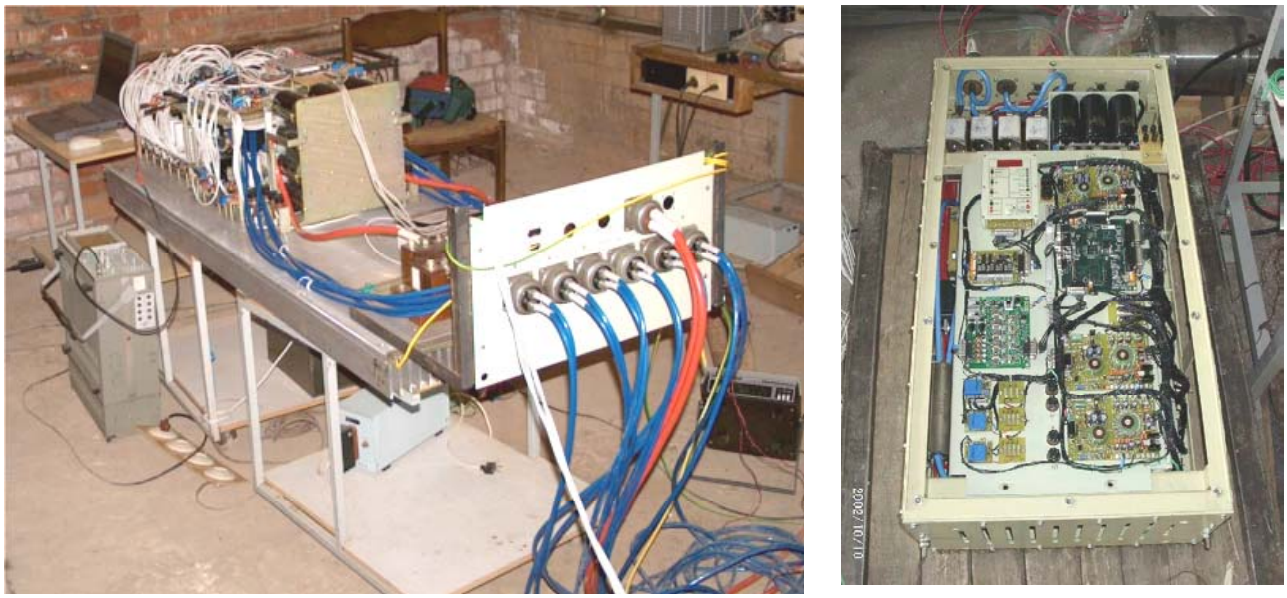
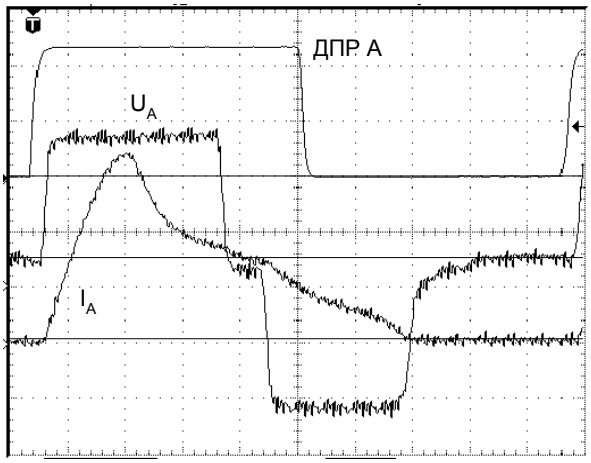
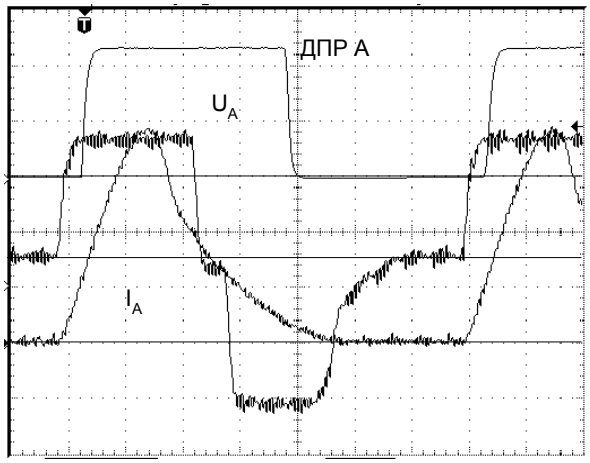


Рис. 5.17. Образцы БУ 6-ти фазным ВИП мощностью 25 кВт

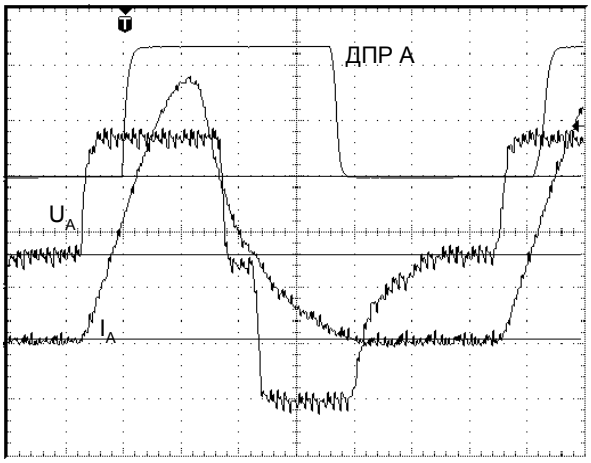
На следующих двух рисунках приведены экспериментальные диаграммы фазных токов и напряжений при различных скоростях вращения и углах коммутации/отключения (ДПР А – сигнал с датчика положения по фазе А).



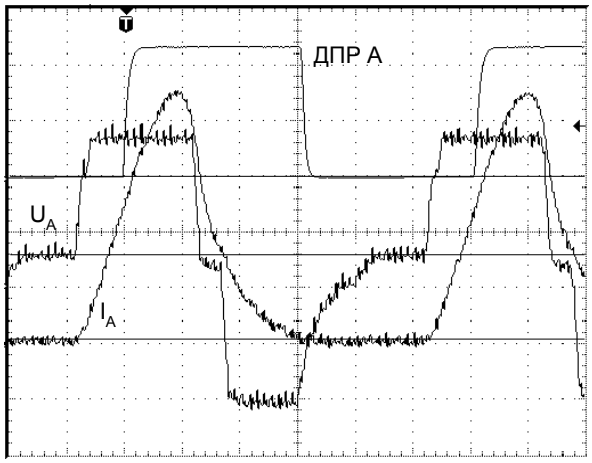
n = 2012 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 0°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 60°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 30°



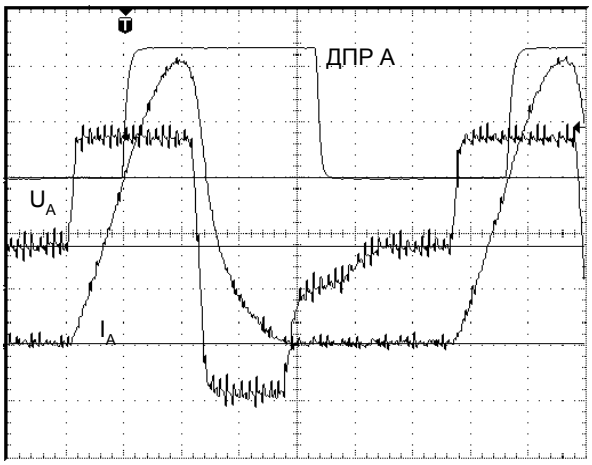
n = 2646 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 30°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 60°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 30°



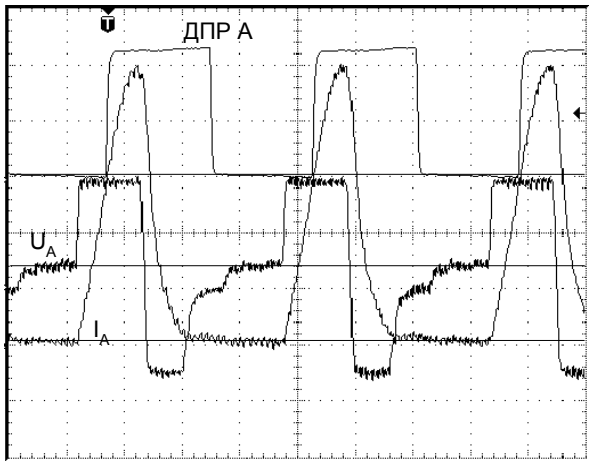
n = 2577 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 45°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 60°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 30°



n = 3079 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 60°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 60°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 30°

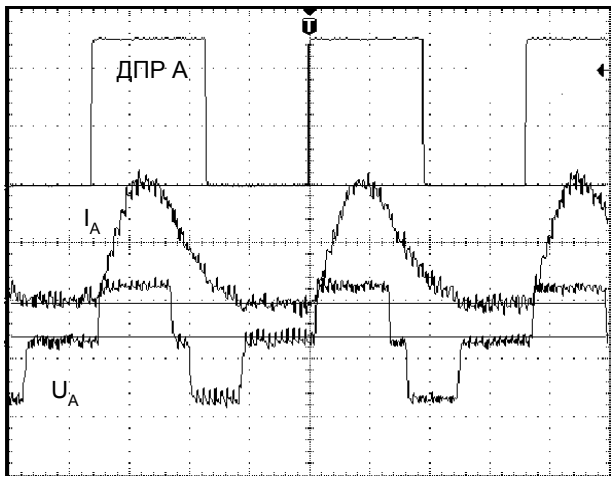


n = 2818 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 60°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 71°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 71°

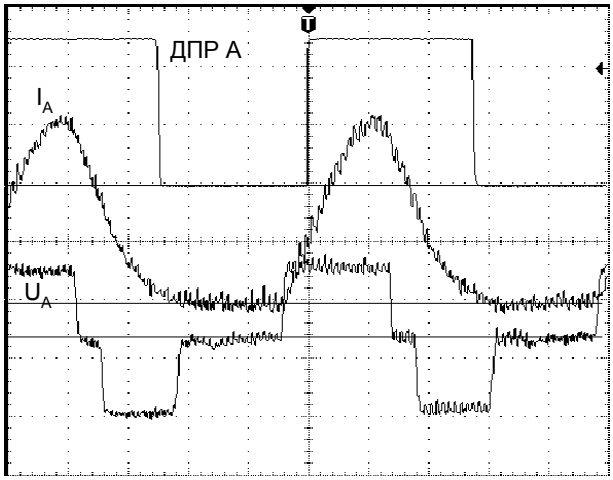


n = 2094 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 60°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 71°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 71°

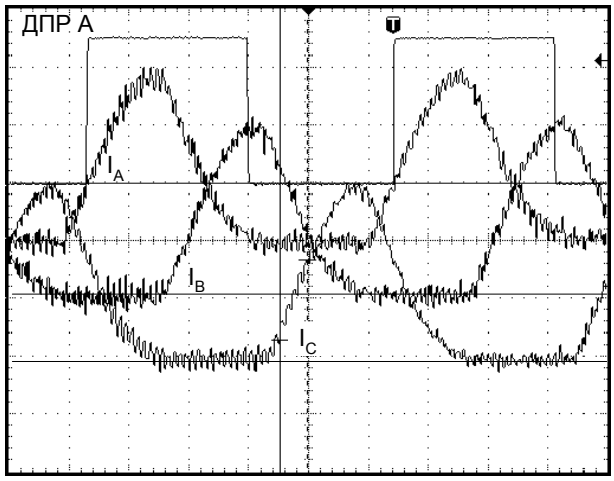
Рис. 5.18. Испытания 5-ти фазного ВИД мощностью 32.5 кВт



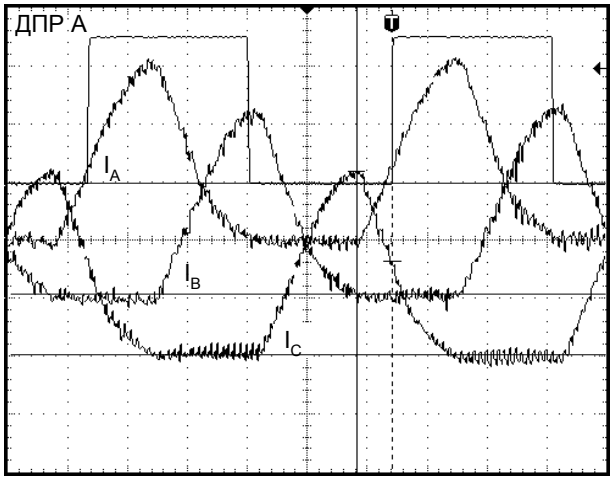
n = 1038 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 0°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 55°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 25°



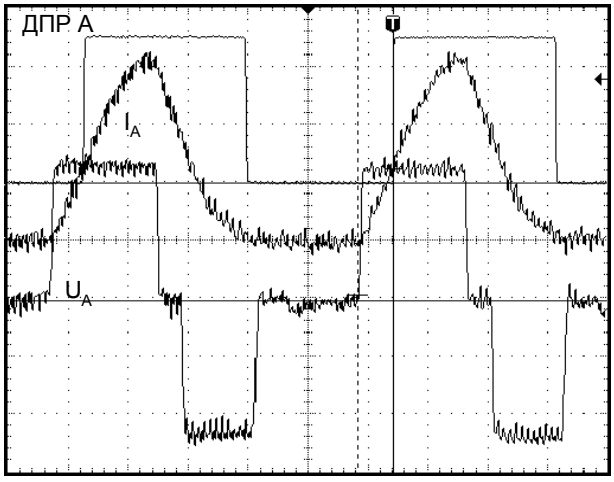
n = 1432 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 46°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 55°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 25°



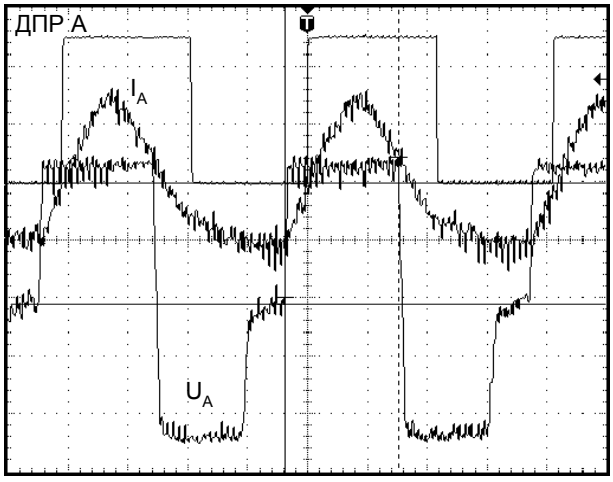
n = 1463 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 46°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 55°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 25°



n = 1479 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 53°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 55°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 25°



n = 1453 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 53°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 55°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 25°



n = 1825 об/мин
$\Psi_{комм}$ = 55°, $\Psi_{откл.медл.}$ = 10°, $\Psi_{откл.быстр.}$ = 5°

Рис. 5.19. Испытания 6-ти фазного ВИД мощностью 25 кВт

Близость формы токов к синусоидальной подтверждает эффективность примененных алгоритмов коммутации с точки зрения их приближения к идее частотно-токового управления.

5.6. Выводы по главе.

1. Показаны основные особенности построения аппаратной части системы управления многофазными вентильно-индукторными приводами с поддержанием скорости.
2. Проведен анализ и обоснование использования 180-ти градусной коммутации 5-ти и 6-ти фазных ВИП с опережением отключения фазы, которая при работе от инвертора напряжения (без ШИМ-регулирования токов) позволяет реализовать эффективное управление, приближенное к частотно-токовому и обеспечивающее низкие пульсации момента и высокий КПД привода.
3. Показаны основные особенности программной реализации блока автокоммутации фаз по текущему углу поворота ротора, ограничения фазных токов и расчета углов коммутации/отключения в функции текущей скорости.
4. Предложен принцип оптимизации программного обеспечения по быстродействию.

ГЛАВА 6. Проектирование модульной СУ двухосевым ШЭП для экспериментального волочильного станка.

В заключительной главе хотелось бы рассказать об одном интересном применении разработанной системы управления многоосевым позиционным ШЭП (глава 3) в экспериментальном станке для волочения длинномерных изделий.

6.1. Введение в проблему волочения длинномерных изделий.

В металлургической промышленности сегодня широко распространено производство длинномерных изделий (труб, проволоки и т.п.) методом холодного волочения, однако их кривизна в большинстве случаев превышает допустимую по ГОСТу. Последующая правка на специальном оборудовании, во-первых, применима не ко всем изделиям а, во-вторых, неизбежно приводит к снижению прочностных и антикоррозионных свойств металла. Поэтому разработка и внедрение принципиально новых методов холодного волочения являются очень актуальными.

Традиционный подход к решению обозначенной проблемы предполагает два варианта: использование прецизионного волочильного оборудования, либо разработка новых конструкций так называемых самоустанавливающихся волокодержателей. Первое направление сопряжено со значительными материальными затратами, т.к. требует, по существу, обеспечения идеально точного режима волочения. Второе направление лишь незначительно уменьшает кривизну изделий, т.к. не учитывает динамических погрешностей при волочении. Качественный анализ процесса волочения показал, что радикальное решение проблемы – управление волокодержателем в динамике, что требует, во-первых, обеспечения необходимого числа степеней свободы волоки и, во-вторых, построения замкнутой системы автоматического управления.

Кандидатом физико-математических наук Масловым А. П. была предложена конструкция самоустанавливающегося волокодержателя с качающейся волокой (СВКВ), реализующая перспективный метод управляемого процесса волочения путем изменения положения волоки в пространстве и компенсации возмущений, возникающих при волочении (его идея защищена патентом [14]).

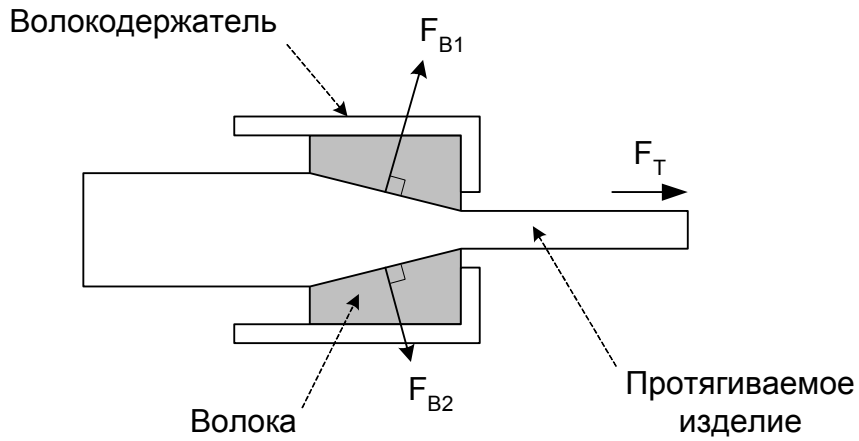


Рис. 6.1. Система «волока – протягиваемое изделие»

Анализ процесса волочения показал, что в области пластического шарнира системы «волока – протягиваемое изделие» (рис. 6.1) имеет место перекос протягиваемого изделия, т.е. угол входа изделия в волоку отличается от угла выхода из нее. Основными причинами этого пластического изгиба являются:

- несовпадение оси волоки с направлением действия усилия волочения F_T;
- неоднородность физических свойств изделия по его длине, а в каждом сечении – неоднородность свойств в поперечных направлениях;
- неоднородные условия взаимодействия поверхности изделия с поверхностью рабочего канала волоки, которые тесно связаны с трением.

Рассматривая эти причины как возмущающие факторы, можно сказать, что идеальным режимом волочения является такой режим, при котором равнодействующая всех возмущающих сил, действующих на рабочий канал волоки (F_{B1} и F_{B2} на рис. 6.1), направлена вдоль оси волоки. Естественной и единственной формой получения информации о возмущениях в рассматриваемой системе является непосредственное измерение возмущающих сил и моментов.

Внедрение метода управляемого волочения в металлургической промышленности позволит получить огромную экономию материальных средств при изготовлении длинномерных изделий за счет получения изделий с требуемой кривизной при одновременном повышении их прочности и антикоррозионных свойств. Представляется возможным использование идеи управляемого волочения и в других областях: производство сверхтонкой проволоки, изготовление оптоволокна и т.п.

6.2. Обоснование состава аппаратной части.

6.2.1. Информационный анализ объекта управления.

На рис. 6.2 изображена конструктивная схема самоустанавливающегося волокодержателя с качающейся волокой (СВКВ) [10, 14].

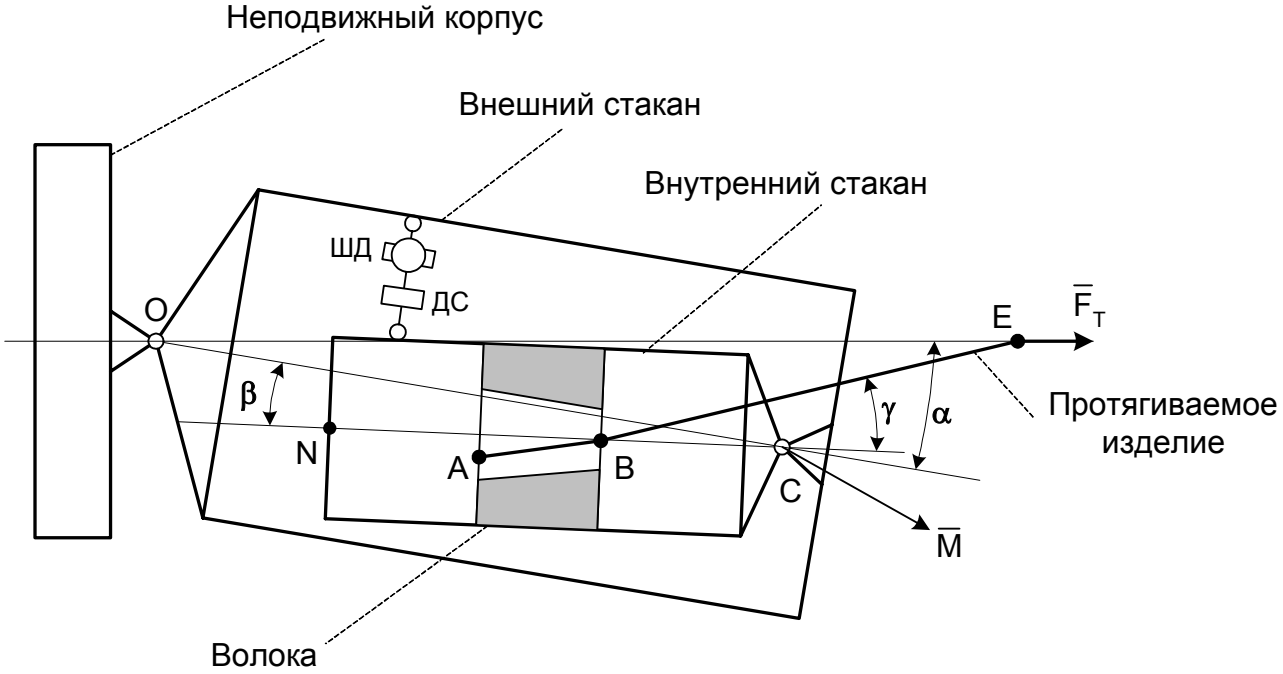


Рис. 6.2. Конструкция СВКВ

Как видно из рисунка, внешний стакан закреплен в корпусе по схеме устойчивого маятника, а внутренний закреплен внутри внешнего стакана по схеме неустойчивого маятника. Введение такого неустойчивого элемента создает

принципиальные предпосылки для организации управляемого процесса с высоким быстродействием, т.к. малейшее возмущение на волоку приводит к потере ее равновесия и развитию неустойчивого процесса, силовые характеристики которого могут быть легко измерены. С другой стороны, однако, это ужесточает требования к системе управления в целом, задача которой заключается в выработке такого управляющего момента М (или в приведении внутреннего стакана в такое положение относительного внешнего), чтобы волокодержатель занял положение равновесия, в котором ось волоки АВ совпала бы с направлением действием силы волочения F_T. Необходимо отметить, что реальное положение оси волоки АВ нам неизвестно. Ниже будет сформулировано условие идеального режима волочения на основе известных параметров.

Масловым А. П. был проведен кинематический анализ конструкции при следующих допущениях:

- заготовка будущего изделия представляет собой стержень идеальной цилиндрической формы с однородными физическими свойствами по объему;
- в точке приложения к стержню усилия волочения (т. Е) имеется пространственный шарнир.

Этот анализ позволил сделать следующие выводы:

- конструкция волокодержателя позволяет достичь идеального режима волочения, т.е. обеспечивает достаточные условия для кинематической разрешимости поставленной задачи управления;
- идеальный режим волочения сопровождается ненулевыми управляющими воздействиями даже при отсутствии возмущений;
- для выработки управляющих воздействий недостаточно измерения только силовых факторов, действующих в системе; необходима дополнительная информация о ее геометрическом состоянии.

6.2.2. Построение измерительной части.

Информационный анализ объекта управления (см. выше) показал, что для полного описания процессов волочения необходимо иметь информацию о следующих параметрах (рис. 6.2):

- усилие волочения F_T (до 1000 кг);
- усилие, действующее между внешним и внутренним стаканом (±50 кг);
- угол γ между осью волокодержателя и осью протягиваемого изделия на выходе из волоки (±3°);
- угол β между внутренним и внешним стаканами (±3°);
- угол α между осью внешнего стакана и осью усилия волочения (±3°).

Причем число всех параметров (кроме усилия волочения) нужно удвоить, т.к. необходима информация о положении СВКВ в пространстве (в горизонтальной и вертикальной плоскостях). Итого, имеем три датчика усилия и шесть датчиков углового положения.

Здесь следует отметить, что опытный макет устройства был разработан и изготовлен около 15 лет назад. Чтобы не изменять конструкцию, было принято решение воспользоваться уже имеющимися датчиками (хотя была сделана попытка подобрать более современные оптические датчики угла). Первоначально макет был снабжен аналоговой системой управления, которая обладала рядом существенных недостатков и, к тому же, была утеряна. В связи с этим перед автором этой диссертационной работы была поставлена задача провести модернизацию системы управления, включая каналы измерения углов и усилий.

Прежде всего, для питания датчиков и обработки их выходных сигналов была смакетирована, а затем изготовлена плата сопряжения с контроллером МК7.2 (см. главу 3), структура которой показана на рис. 6.3. Усилие волочения измерялось промышленным датчиком другого типа, который уже имел встроенную систему питания и обработки выходного сигнала, поэтому информация с него сразу вводилась в микроконтроллер, минуя плату сопряжения.

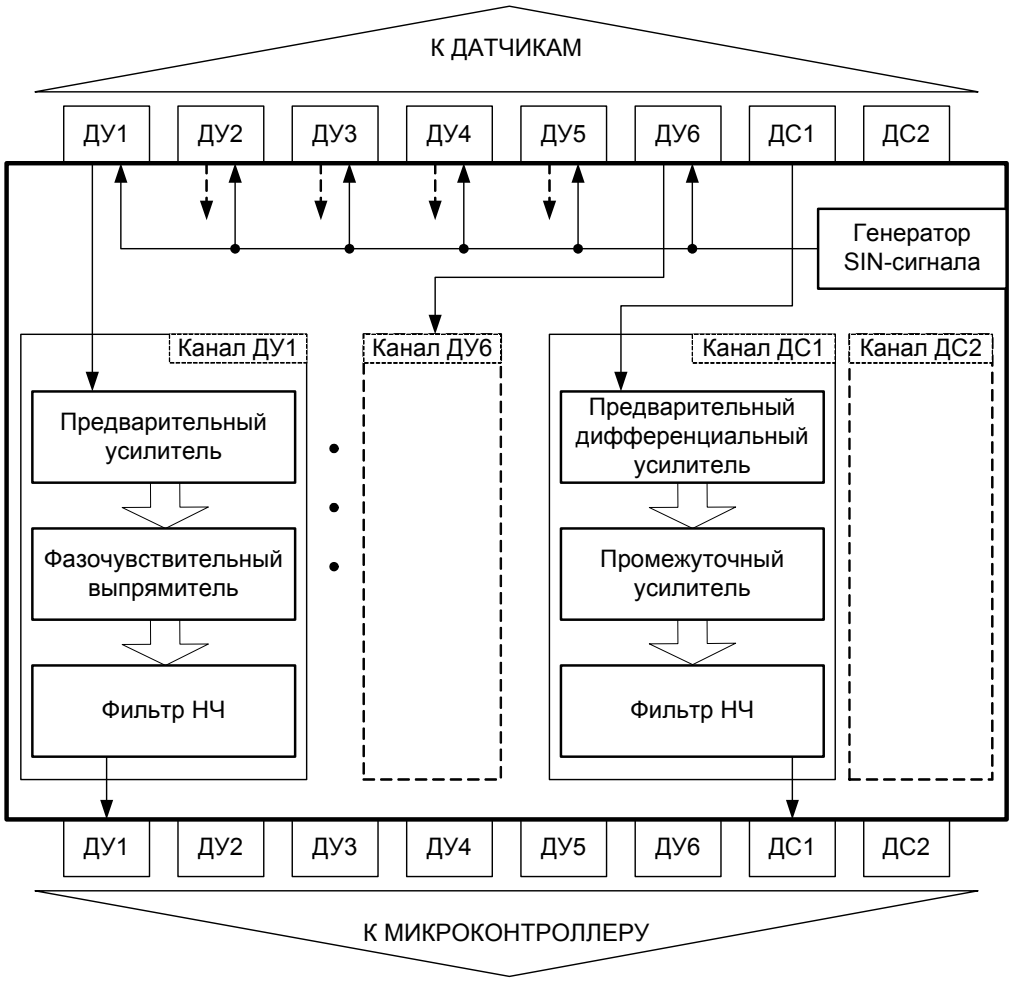


Рис. 6.3. Плата сопряжения датчиков с МК7.3

Индукционные датчики угла типа 45Д–20Б (рис. 6.4) требуют для своего питания синусоидального напряжения частотой 1 кГц и амплитудой 5-10 В.

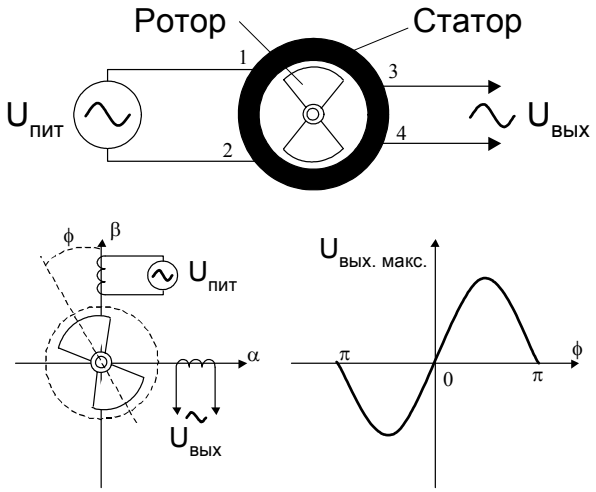


Рис. 6.4. Устройство индукционного датчика угла

Для обеспечения этого был разработан генератор SIN-сигнала на базе моста Вина [13] с последующим усилением мощности с помощью операционного усилителя TDA2030, включенного по типовой схеме [1].

Выходной сигнал с датчика угла величиной порядка нескольких десятков милливольт поступает сначала на предварительный усилитель, который усиливает его до амплитуды 5 В. Далее синусоидальный сигнал, амплитуда которого на линейном участке пропорциональна углу поворота (рис. 6.4), поступает на фазочувствительный выпрямитель [11], на выходе которого получаем однополярные полуволны. Последний этап обработки сигнала – выделение средней составляющей с помощью фильтра низкой частоты второго порядка с частотой среза 100 Гц, построенного по схеме Баттерворта [13].

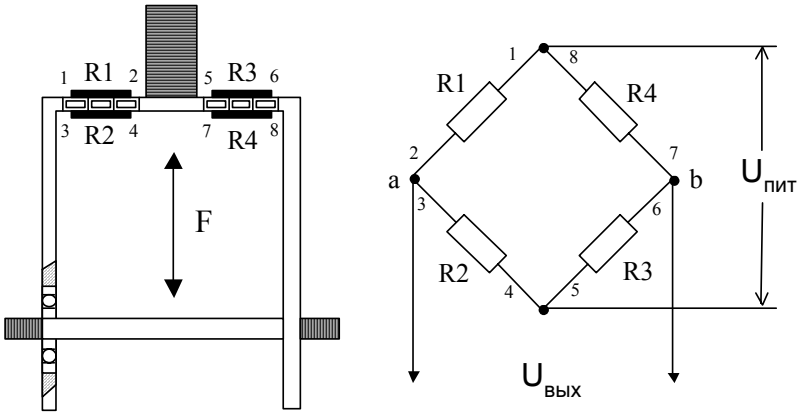


Рис. 6.5. Устройство тензометрического датчика усилия

Датчик усилия создан на базе четырех тензорезисторов, наклеенных на корпус и соединенных по мостовой схеме (рис. 6.5). В ненагруженном состоянии сопротивления противоположных плеч моста практически равны и разность потенциалов между точками a и b равна нулю. При действии на датчик продольной силы сжатия или растяжения сопротивления тензорезисторов изменяются, мост выходит из равновесия и между точками a и b появляется разность потенциалов (не более милливольта). Этот выходной сигнал поступает на предварительный дифференциальный усилитель [3], выполненный на базе двух ОУ и имеющий цепь компенсации начальной разбалансировки моста. После промежуточного усиления сигнал фильтруется фильтром низкой частоты. Пи-

тание датчиков силы осуществляется постоянным напряжением 15 В через балластный резистор.

Отметим, что примененные схемные решения обладают некоторыми недостатками, например, отсутствует термокомпенсация, из-за чего система выходит на рабочий режим после 10 – 15-ти минутного прогрева. Однако для макетных испытаний это было признано вполне допустимым.

6.2.3. Структура модульной системы управления двухосевым ШЭП.

При построении системы управления волокодержателем были использованы разработанные платы инверторов тока для управления двухфазными ШД без электрического дробления шага (раздел. 3.1.1), и уже упоминавшаяся плата контроллера МК7.2. (раздел 3.2.2). В качестве исполнительных устройств использовались шаговые двигатели ДШИ-200-3.

В соответствии со структурой модульной системы управления ШЭП (см. главу 3, рис. 3.14) был спроектирован и изготовлен блок управления двухосевым шаговым электроприводом (рис. 6.6)., схематичное устройство которого показано на рис. 6.7 (межблочные кабельные соединения не показаны).

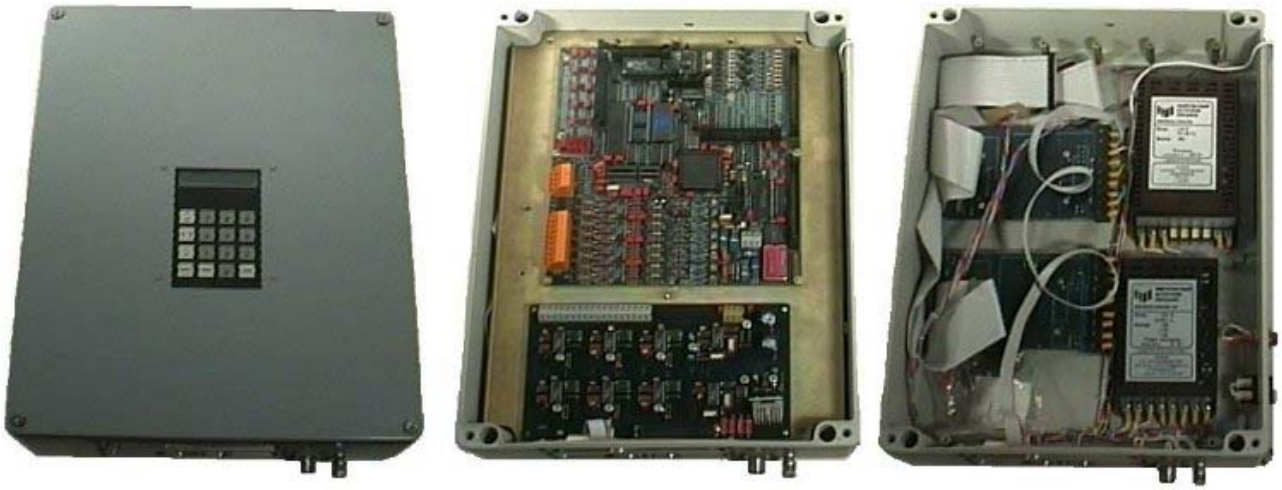


Рис. 6.6. Блок управления двухосевым ШЭП

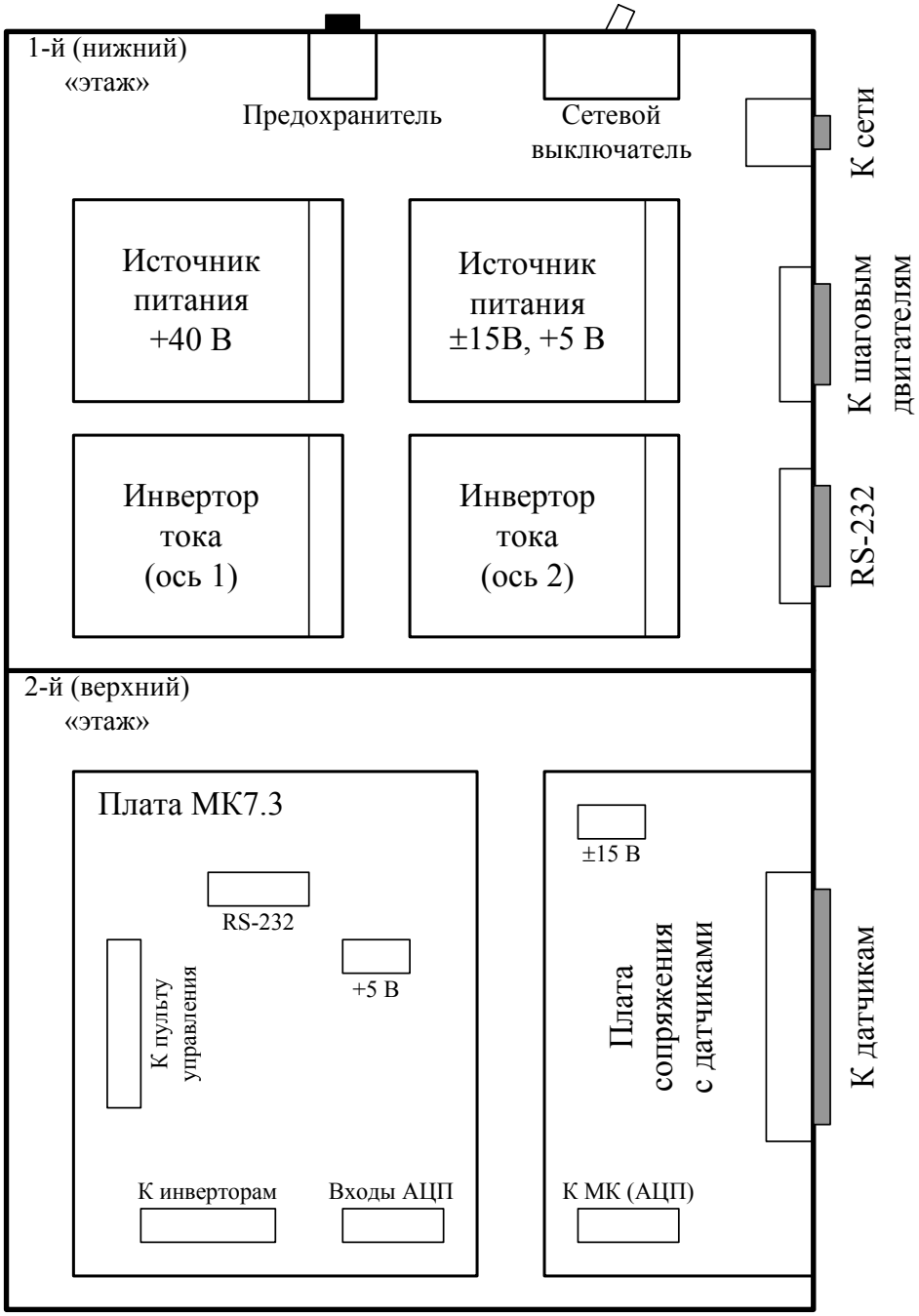


Рис. 6.7. Устройство блока управления двухосевым ШЭП

Показанное на рис. 6.7 разделение питания (информационное питание +5 и ±15 В – в одном источнике, силовое питание +40 В – в другом) имеет то преимущество, что при выходе из строя наиболее нагруженного силового источника питания +40 В, микроконтроллер, питающийся напряжением +5В, будет способен обнаружить и обработать эту ситуацию.

На верхней крышке блока установлен пульт оперативного управления с двухстрочным ЖК-дисплеем и пленочной клавиатурой 4x4. Внутренняя компо-

новка представляет собой «двухэтажную» конструкцию. На нижнем ярусе (дне) (рис. 6.6, правое фото) расположены силовые элементы компоненты управления: источники питания и два инвертора тока, причем для улучшения теплоотвода их силовые модули непосредственно прикреплены к внутренней стенке ящика. На верхнем ярусе (рис. 6.6, центральное фото), под крышкой, расположена информационно-управляющая часть: плата микроконтроллера и плата сопряжения с датчиками. Ярусы разделены сплошной металлической панелью, которая помимо несущих функций является еще и защитным экраном от воздействия электромагнитных помех со стороны импульсных источников питания и инверторов тока. Кабели, соединяющие выход платы сопряжения с входами АЦП микроконтроллера, наиболее уязвимые к воздействию помех, выполнены витыми парами в экране. Аналогично выполнены кабели, являющиеся сильными источниками помех и соединяющие инверторы тока с шаговыми двигателями. На боковой стенке и торце блока управления размещены:

- разъем типа 2РМ-14 для подключения сетевого питания;
- два разъема DSUB-9 для подключения исполнительных шаговых двигателей;
- разъем DSUB-25 для связи с персональным компьютером по интерфейсу RS-232;
- разъем DSUB-37 для подключения датчиков;
- сетевой выключатель и гнездо предохранителя;
- заземляющий болт.

Хотя блок проектировался под конкретную задачу, он является универсальным устройством и практически без переделок может быть использован для других применений.

6.3. Обоснование алгоритма управления СВКВ.

6.3.1. Теоретические предпосылки.

Рассмотрим основные теоретические предпосылки алгоритма управления положением волокодержателя.

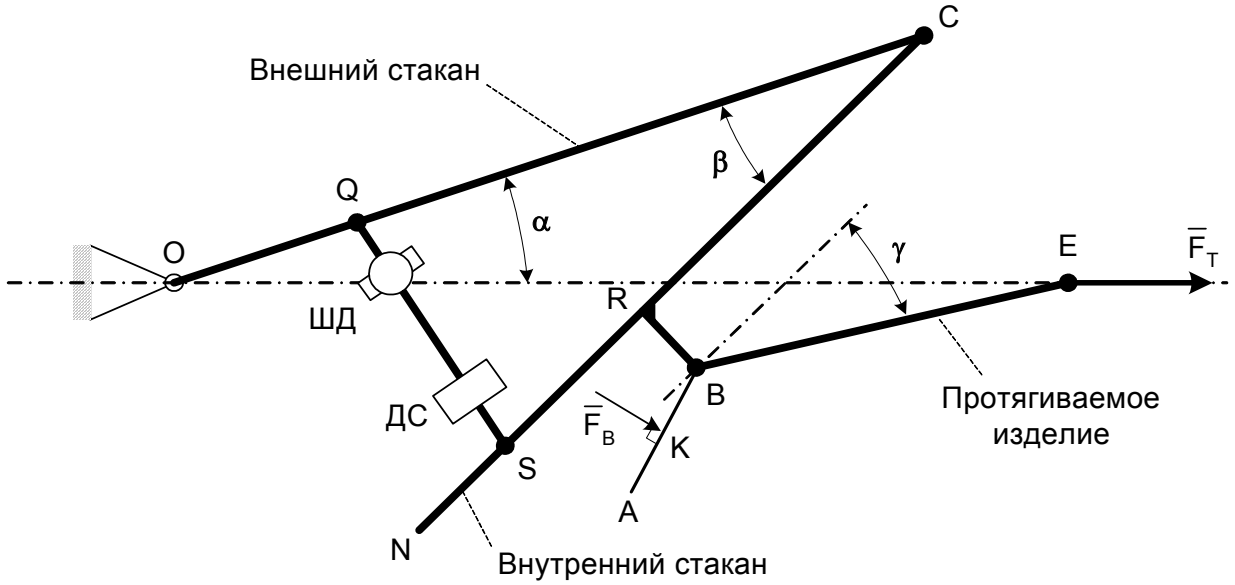


Рис. 6.8. СВКВ в произвольном режиме волочения

В произвольном режиме волочения, при отсутствии управления (рис. 6.8), в силу несовершенства технологии изготовления ось волоки AB может не совпадать с осью внутреннего стакана CN. Исполнительным элементом системы управления является шаговый двигатель ШД, включенный в разрыв тяги, соединяющей внешний и внутренний стаканы. Механика этого звена реализована так, что управляя двигателем мы изменяем длину тяги QS, т.е. изменяем положение одного стакана относительно другого. Помимо двигателя в разрыв тяги также включен датчик усилия ДС, который фактически измеряет силу взаимодействия между стаканами.

В рассматриваемом положении сигнал $U_{дс}$ с датчика силы можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$U_{дс} = U_{д1} + U_{д2} \tag{6.1}$$

Сигнал $U_{д1}$ (назовем его полезной составляющей) обусловлен только геометрией системы и не зависит от возмущающей силы $F_в$, порожденной перекосом оси волоки АВ относительно направления действия силы волочения $F_Т$. Сигнал $U_{д2}$ обусловлен только действием возмущающей силы $F_в$ и не зависит от геометрического положения волокодержателя. Зная геометрические характеристики системы можно вычислять сигнал $U_{д1}$ для любого измеренного текущего положения волокодержателя. Следует отметить, что по мере приближения системы к положению идеального режима волочения сигнал $U_{д2}$ уменьшается и в пределе становится равным нулю.

Следующие утверждения определяют необходимые и достаточные информационные условия, определяющие идеальный режим волочения.

Утверждение 1 (необходимое условие). Если управляемая система «волокодержатель – протягиваемое изделие» приходит в положение идеального режима волочения, составляющая сигнала с датчика силы $U_{д2}$ обращается в ноль.

Утверждение 2 (достаточное условие). Если составляющая сигнала с датчика силы $U_{д2}$ равна нулю, то управляемая система «волокодержатель – протягиваемое изделие» находится в положении идеального режима волочения.

Основным сигналом, на котором необходимо строить систему управления, является сигнал с датчика силы $U_{дс} = U_{д1}+U_{д2}$. Первая составляющая $U_{д1}$ может быть вычислена для любого текущего состояния управляемой системы при наличии дополнительной информации о состоянии системы. Для вывода соответствующих уравнений нахождения $U_{д1}$ воспользуемся тем обстоятельством, что в режиме предварительного натяжения протягиваемого изделия (пруток немного протянули и остановили, волочение отсутствует) сигнал с датчика силы содержит только полезную составляющую, т.е. $U_{дс}=U_{д1}$. Рассмотрим кинематическую схему системы в произвольном положении в режиме предварительного натяжения (рис. 6.9).

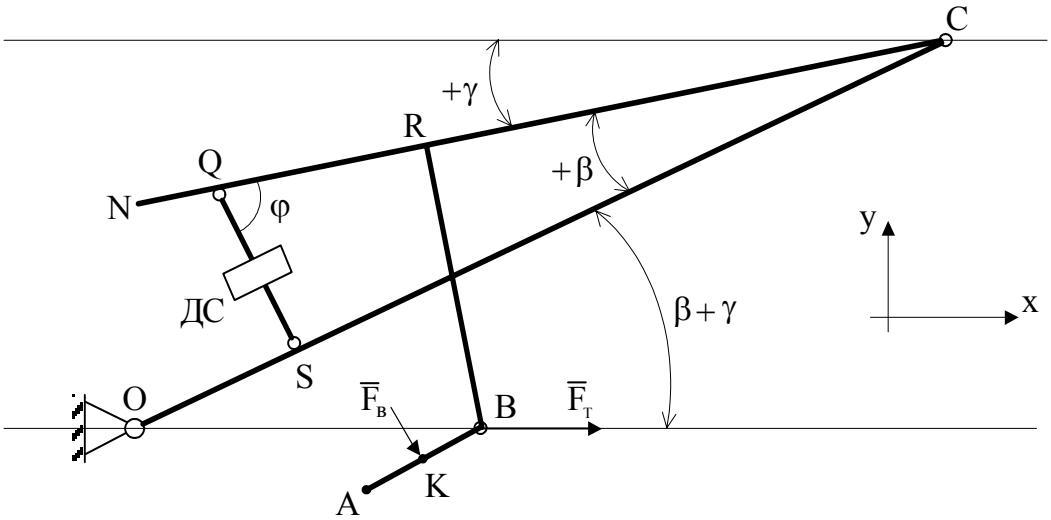


Рис. 6.9. Произвольное положение СВКВ при предварительном натяжении

Введем следующие обозначения:

OC = L, CQ = CS = l, QS = x = var (изменяемый параметр).

Ось волоки AB в общем случае не только не совпадает с осью внутреннего стакана CN, но и смещена относительно него на расстояние RB, поэтому на рис. 6.9 точка B (точка приложения тянущего усилия) не лежит на оси CN. Были приняты следующие допущения, не приводящие к большой потере точности:

- при значении аргумента, близком к нулю, функцию SIN можно заменить самим аргументом, т.е. $\sin\alpha \approx \alpha$ при $\alpha \to 0$;
- в силу малости угла β (не более ±3°) и равенства плеч CQ и CS можем принять, что угол $\varphi \approx 90°$.

Из простых геометрических рассуждений можно сделать вывод, что для однозначного определения геометрического положения волоки относительно протягиваемого изделия достаточно иметь информацию о двух углах: β (угол между осью внешнего стакана CO и осью внутреннего стакана CN) и γ (угол между направлением действия тянущего усилия F и осью внутреннего стакана CN). Для измерения угла γ в волокодержателе предусмотрен соответствующий индуктивный датчик. Угол β было решено определять косвенно по положению ротора шагового двигателя, которое задается и контролируется программой (как упоминалось выше, кинематически двигатель включен в разрыв тяги QS).

Масловым А. П. был проведен кинематический анализ СВКВ, исходя из того, что исполнительный двигатель является источником момента. Автором диссертации аналогичная работа была проведена для ШД – источника перемещения. Непосредственно вывод самих уравнений мы здесь приводить не будем, отметим лишь, что для этого применялся известный из курса теоретической механики классический способ, при котором система разбивается на конечные элементы, для каждого из которых записываются уравнения статического равновесия, а отброшенные связи заменяются соответствующими реакциями [12]. Окончательная формула для вычисления составляющей $U_{д1}$ имеет вид:

$$U_{д1} = K_1 \cdot F_и = K_1 \cdot F \cdot \frac{L}{l^2} \cdot (x + \gamma \cdot l) = f(x, \gamma, F) \qquad (6.2)$$

Здесь:

- x – положение ротора шагового двигателя, отсчитываемое от некоторого нулевого положения, которое задается при настройке волокодержателя и запоминается в микроконтроллере;
- γ – угол между осью внутреннего стакана и направлением действия тянущего усилия (измеряется датчиком);
- F – величина тянущего усилия (измеряется с помощью датчика силы, установленного в разрыв тянущего троса лебедки).

6.3.2. Экспериментальная проверка адекватности математического описания СВКВ.

Основные цели этих экспериментов:

- проверка метрологических характеристик измерительной части (точности и однозначности показаний датчиков усилия и углов);
- получение для каждой из осей эмпирической зависимости полезной составляющей сигнала с датчика силы $U_{ДС} = U_{Д1} = U_{ПОЛ}$ от тянущего усилия $F_Т$, положения ротора шагового двигателя x и угла между осью внутреннего

стакана и направлением волочения γ, и сопоставление этой зависимости с теоретическими выкладками (раздел 6.3.1, формула 6.2).

Схема нагрузочного стенда приведена на рис. 6.10.

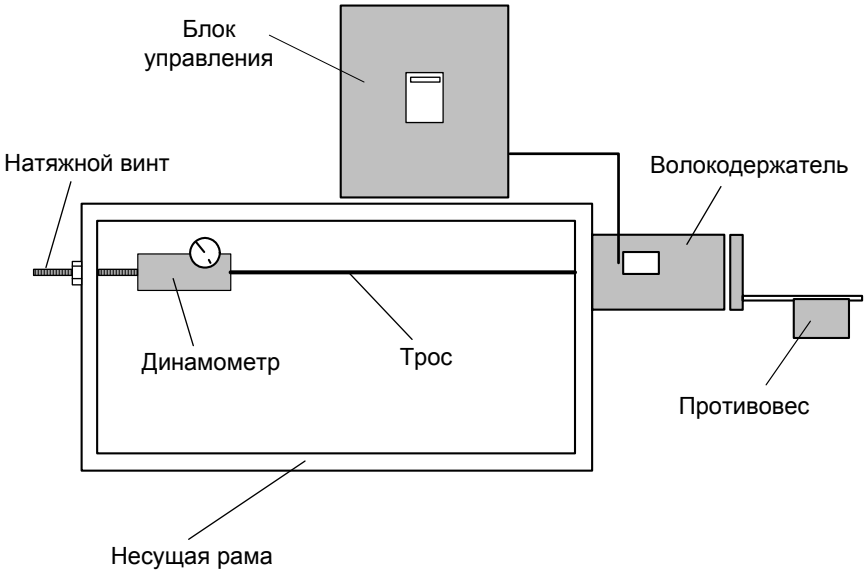


Рис. 6.10. Схема стенда для статического нагружения СВКВ

Нагружение волокодержателя осуществлялось путем натяжения (с помощью пары винт-гайка) стального троса, в разрыв которого включен образцовый динамометр для измерения тянущего усилия. В ходе предварительных экспериментов выяснилось, что вес внешнего стакана при горизонтальном положении волокодержателя слишком велик, и даже при натянутом тросе вся подвижная часть волокодержателя «падает» вниз. Для компенсации этого веса к торцу внешнего стакана был подвешен массивный груз, впоследствии замененный на пружину.

Было проведено два вида экспериментов.

Схема экспериментов первого типа заключалась в следующем. При фиксированных значениях тянущего усилия F_T (250, 200 и 150 кг) внутренний стакан перемещался из одного крайнего положения в другое путем вращения вала ШД с шагом 10. При этом фиксировались сила натяжения троса, показания датчика угла γ и датчика силы $F_{ДС} = F_{ИЗМ}$. Пример полученных результатов показан на рис. 6.11. Экспериментальные данные показаны линиями с точками, а эмпири-

ческая оценка (см. ниже) показана сплошной толстой линией. Доверительный интервал (с вероятностью p = 0.95) обозначен пунктирными линиями.

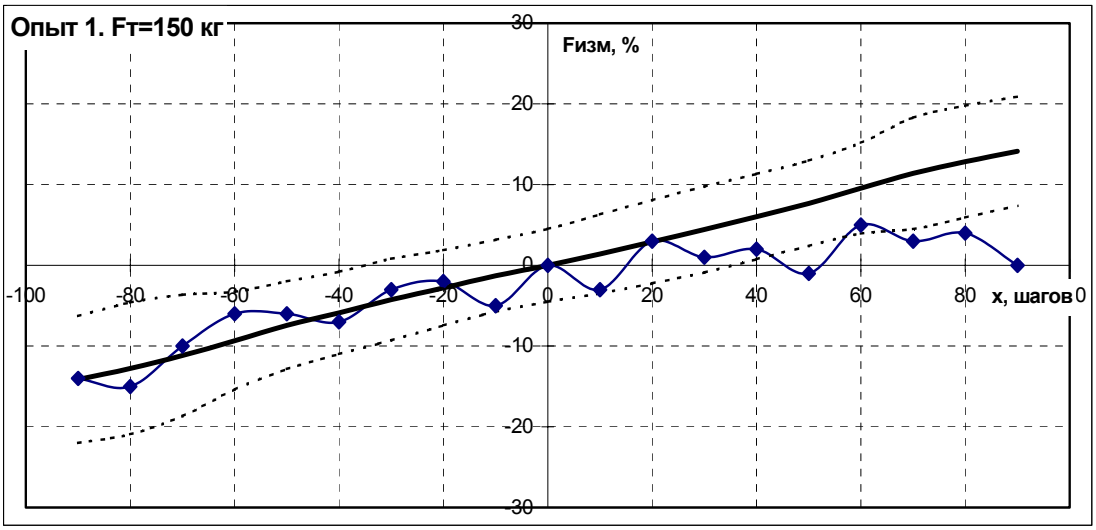


Рис. 6.11. Опыт 1 и его статистическая оценка (пример)

Эксперименты второго типа проводились для получения дополнительного статистического материала. При изначально установленной силе натяжения в 250 кг осуществлялся многократный переброс внутреннего стакана из одного крайнего положения в другое с шагом, равным 10. Число таких циклов было подобрано так, чтобы получить три «петли» изменения переменной x: [0]→[-max] → [0] → [+max] → [0]. При этом фиксировались значения сигналов с датчиков силы и угла, а также уход тянущего усилия (который, однако, был небольшим – не более 3%).

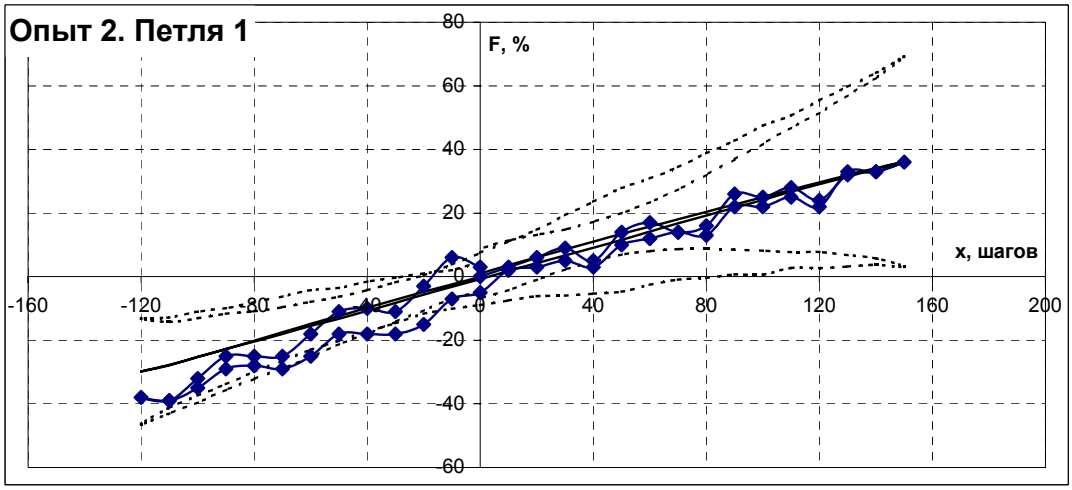


Рис. 6.12. Опыт 2 и его статистическая оценка (пример)

На рис. 6.12 показан пример полученных зависимостей с указанием аналогичных статистических оценок.

Полученные экспериментальные данные были подвергнуты статистической обработке с целью получения регрессионной модели.

Как известно, целью многофакторного регрессионного анализа является получение зависимости вида Y = F(X), где X – матрица неслучайных входных факторов, Y – выходная случайная величина. Эта зависимость отражает связь между наиболее вероятным значением случайной величины Y и факторами X. В многофакторном регрессионном анализе наиболее эффективен аппарат матричной алгебры. Рассмотрим основные этапы получения регрессионной модели [7].

Постулирование вида модели

В соответствии с формулой (6.2) (раздел 6.3.1) искомая модель была принята в виде:

$$Y = B_0 + B_1 \cdot x_1 + B_2 \cdot x_2 \qquad (6.3)$$

Здесь, $Y = F_{ИЗМ}$, $x_1 = F_T \cdot x$, $x_2 = F_T \cdot \gamma$.

Нахождение коэффициентов регрессии

Для нахождения коэффициентов B_0, B_1 и B_2 модели (6.3) использовались результаты первого опыта (рис. 6.11). Полученные данные были записаны в виде матричного уравнения:

$$Y = X \cdot b + \varepsilon, \qquad (6.4)$$

где Y – матрица значений выходной величины, X – матрица входных факторов, b – матрица «истинных» значений коэффициентов регрессии, ε - матрица ошибок, $X_{0u} = 1$. Число экспериментальных точек N = 56.

Поиск коэффициентов регрессии ведется по методу наименьших квадратов (МНК), условие которого в матричной форме запишется в виде:

$$S = (Y - X \cdot b)^2 \rightarrow \min \qquad (6.5)$$

Опуская выкладки по получению нормальных уравнений, окончательно получаем матрицу МНК-оценок коэффициентов регрессии:

(6.6)

$$B = C^{-1} \cdot X_t \cdot Y, \text{ где } C = (X_t \cdot X)$$

После вычислений получаем:

$B_0 = -2.17858$, $B_1 = 7.65372 \cdot 10^{-4}$, $B_2 = 2.5435 \cdot 10^{-4}$.

Определение дисперсии S_Y^2 = DY выходной величины Y

Для нахождения DY требуется провести несколько опытов по снятию Y при одном и том же фиксированном векторе входных факторов X. Для этого и был проведены опыты второго типа (рис. 6.12). Единственным варьируемым фактором была переменная x – положение ротора шагового двигателя. Гипотеза об однородности дисперсий s_j^2 проверялась по критерию Кохрена, а конечный результат получен по формуле:

$$DY = s_Y^2 = \frac{\sum_{j=1}^{k} s_j^2}{k} = 104.2 \tag{6.7}$$

Определение дисперсий коэффициентов регрессии

Дисперсии коэффициентов регрессии вычисляются в соответствии со следующим матричным выражением:

$$DB = C^{-1} \cdot E \cdot s_Y^2, \tag{6.8}$$

где E – единичная матрица размером (3×3).

После вычислений получаем:

$DB_0=2.018$, $DB_1=4.37 \cdot 10^{-7}$, $DB_2=4.02 \cdot 10^{-7}$.

Проверка значимости коэффициента B_0

Проверка значимости коэффициента B_0, выполнявшаяся по критерию Стьюдента, показала, что отличие B_0 от нуля случайно и его можно принять равным нулю. Окончательное уравнение регрессии тогда имеет вид:

$$Y = 7.65 \cdot 10^{-4} \cdot x_1 + 2.54 \cdot 10^{-4} \cdot x_2 \tag{6.9}$$

Проверка адекватности регрессии

Проверка по критерию Фишера показала, что постулированная модель регрессии (6.9) адекватна.

Оценка точности регрессии

Для оценки точности регрессии в любой точке $x_T = [1, x_{1T}, x_{2T}]$ используется дисперсия предсказанного значения s^2_{YT}, рассчитываемая по формуле:

$$s^2_{YT} = x_T \cdot C^{-1} \cdot x_{Tt} \cdot s_Y^2 \qquad (6.10)$$

Тогда доверительный интервал, в котором с вероятностью p = 1-q = 0.95 заключено «истинное» предсказанное среднее значение Y определяется следующим образом:

$$Y_{регр} - t_{1-0.05/2} \cdot s_{YT} < Y_{ист} < Y_{регр} + t_{1-0.05/2} \cdot s_{YT} \qquad (6.11)$$

Ошибка оценки значения Y по регрессионной формуле (6.9) определяется выражением:

$$\Delta Y = t_{1-0.05/2} \cdot s_{YT}, \qquad (6.12)$$

где $t_{1-0.05/2} = 2.57$.

После подстановки числовых значений окончательно получаем:

$$\Delta Y(F_T, x, \gamma) = 3.37 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{\left| \begin{array}{l} F_T^2 \cdot (3.58 \cdot 10^5 \cdot \gamma^2 - 7.33 \cdot 10^5 \cdot \gamma \cdot x + \\ + 3.89 \cdot 10^5 \cdot x^2) + 1000 \cdot F_T \cdot (4.38 \cdot 10^5 \cdot x - \\ - 4.42 \cdot 10^5 \cdot \gamma) + 1.79 \cdot 10^{12}) \end{array} \right|} \qquad (6.13)$$

В соответствии с этим выражением на рис. 6.11 и 6.12 построены соответствующие регрессионные оценки.

6.3.3. Структура алгоритма управления и состав ПО.

В соответствии с выражением (6.2) для расчета полезной составляющей $U_{д1}$ сигнала с датчиков усилия (раздел 6.3.1) был предложен вариант реализации алгоритма управления волокодержателем, показанный на рис. 6.13.

Суть алгоритма управления заключается в следующем. Информация о текущих значениях усилия волочения $\mathbf{F_T}$ и угле γ между осью внутреннего стакана и направлением действия тянущего усилия заводится в микропроцессорную систему управления. Угол между стаканами β учитывается косвенно по положению ротора ШД, которое задается самой программой. По этим данным уст-

ройством вычисления сигнала (УВС) по формуле (6.2) вычисляется полезная составляющая сигнала с датчика силы $U_{д1} = f(x, \gamma, F_T)$. Затем вычисляется составляющая сигнала с датчика силы, обусловленная действием возмущающей силы $U_{д2} = U_{дс} - U_{д1}$. Сигнал с датчика силы $U_{дс}$ также поступает в микроконтроллер. При идеальном режиме волочения величина $U_{д2}$ должна стремиться к нулю. По этому условию регулятор усилия задает скорость вращения исполнительного ШД, переводя систему в положение, наиболее близкое к идеальному.

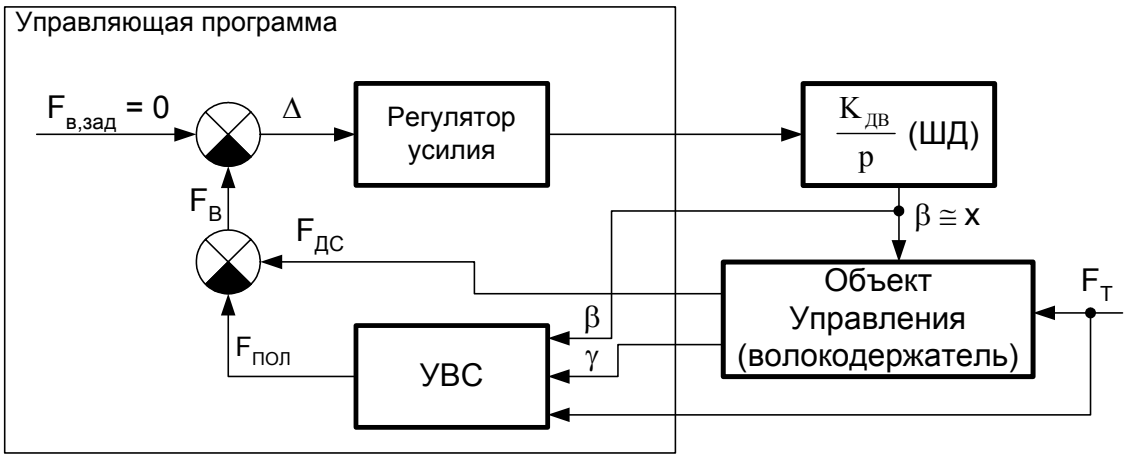


Рис. 6.13. Структура алгоритма управления положением СВКВ

Очевидно, что точность управления очень сильно зависит как от точности датчиков и механики в целом, так и от программной точности расчетов. Кроме того, положение ротора шагового двигателя определяется не по датчику угла, а по числу поданных на ШД импульсов. Отсюда недостаток – при выходе двигателя из синхронизма или при потере шагов программная оценка величины **x** будет неверной. Поэтому шаговые двигатели были выбраны с запасом по моменту для уменьшения опасности срыва из-за большой нагрузки.

Реализованное для этих целей программное обеспечение основано на базовых алгоритмах управления инвертором GS-D200S, подробно рассмотренных в 3-й главе (раздел 3.3.1). Появились и дополнительные блоки (рис. 6.14): собственно двухкоординатный регулятор положения волокодержателем, обработчик прерывания по готовности данных в АЦП и ряд других. В процедуре регулятора реализуется описанный выше (рис. 6.13) алгоритм, а также осуществляется преобразование к нужному формату оцифрованных данных. Вычисление по-

лезной составляющей ведется по несколько видоизмененной формуле, адаптированной к расчетам внутри микропроцессора:

$$F_{ПОЛ} = \frac{F_T \cdot x}{K_1} + \frac{F_T \cdot \gamma}{K_2} \qquad (6.14)$$

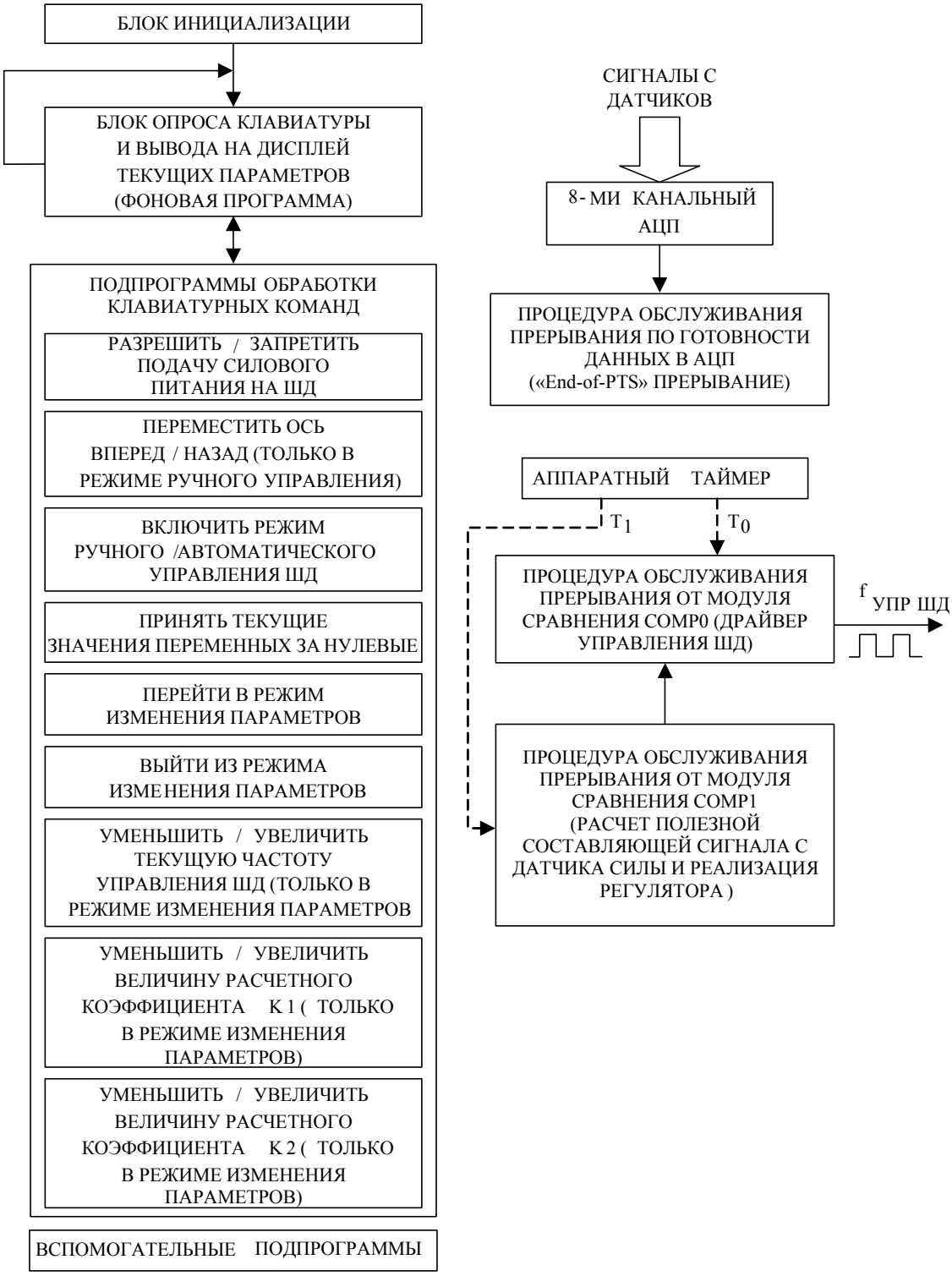


Рис. 6.13. Структура ПО управления положением волокодержателя

Программа выполняет следующие основные функции:

- управление исполнительным шаговым двигателем в двух основных режимах: ручном (по нажатию клавиш на пульте управления) и автоматическом (согласно вышеописанному алгоритму);
- вывод на ЖК-дисплей информации о входных сигналах $F_Т$, γ и $F_{ДС}$ (в процентах), положении ротора шагового двигателя x (в шагах) и расчетном значении полезной составляющей сигнала с датчика силы $F_{ПОЛ}$ (в процентах);
- оперативное изменение частоты вращения шагового двигателя $f_{УПР}$ и коэффициентов K_1 и K_2 формулы (6.14).

6.4. Экспериментальная проверка алгоритма управления СВКВ.

После проверки работоспособности системы управления волокодержателем в статическом режиме эксперименты были перенесены на опытный образец волочильного стана. В качестве протягиваемых изделий использовались алюминиевые прутки, а усилие волочения создавалось с помощью асинхронного двигателя и редуктора. Эксперименты состояли из двух этапов.

Задача первого этапа заключалась в том, чтобы убедиться, что разомкнутая система управления, при неподвижных приводах и жестко зафиксированном волокодержателе обладает достаточной чувствительностью и однозначно реагирует на искусственно деформированные протягиваемые прутки. На рис. 6.14 показан пример осциллограмм сигналов с горизонтальных датчиков усилия и угла между внутренним и внешним стаканами при протяжке прутка с прямоугольными насечками. Было проделано большое количество опытов при различных условиях: менялся выходной диаметр волоки, характер и расположение насечек на прутках, положение волокодержателя относительно внутреннего стакана, чувствительность измерительной системы (пришлось даже заменить датчики усилия на более чувствительные и качественные). В итоге удалось добиться желаемых результатов. Как видно из рис. 6.14, показания датчиков усилия и угла однозначно связаны с характером деформаций протягиваемого изде-

лия, что доказывает принципиальное утверждение о возможности построения системы, компенсирующей возникающие при волочении возмущения.

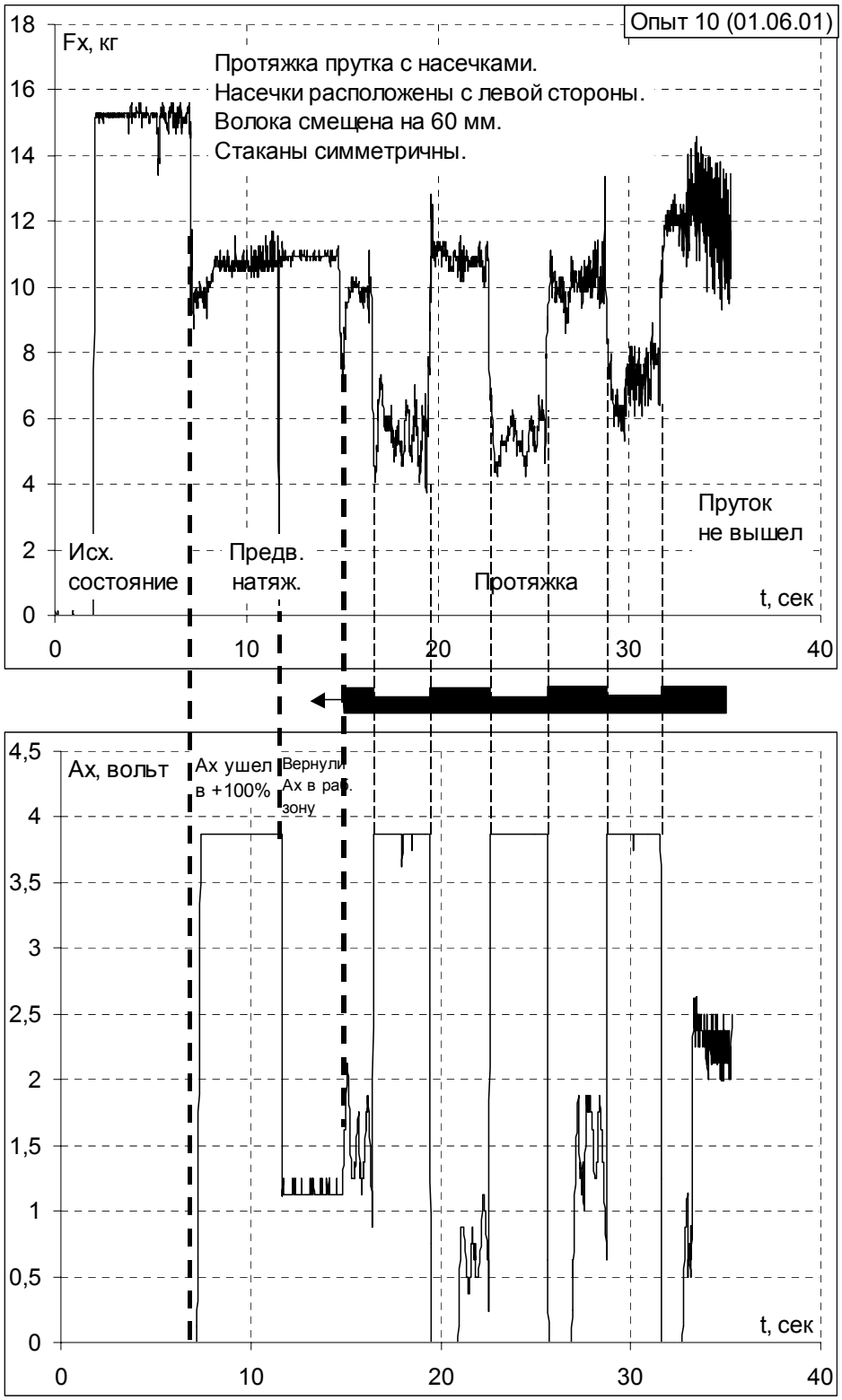


Рис. 6.14. Протяжка прутка с прямоугольными насечками при зафиксированном волокодержателе (пример)

На втором этапе было осуществлено замыкание системы регулирования положения волокодержателя, и сделана попытка добиться главной цели – заставить систему выправлять искусственно созданные дефекты, имея на выходе прямые прутки.

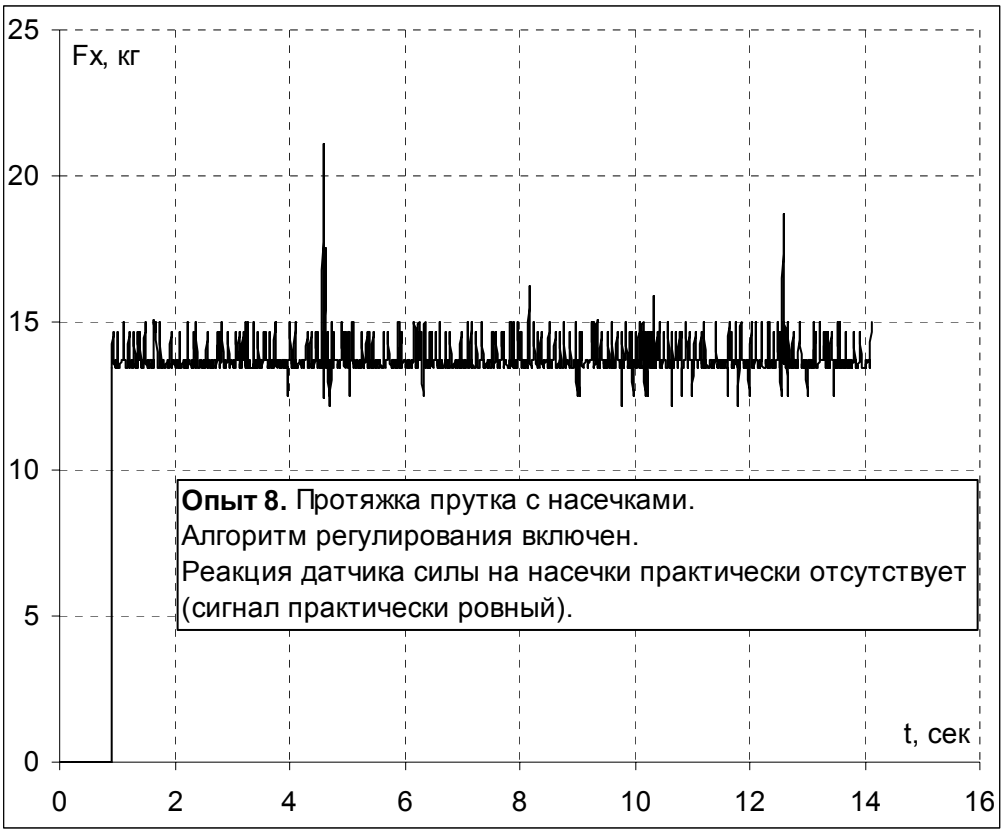


Рис. 6.15. Протяжка прутка при включенном алгоритме управления (пример)

На рисунке 6.15 приведен пример осциллограммы сигнала с горизонтального датчика усилия при протяжке деформированного прутка и включенном алгоритме управления волокодержателем. Как видно, реакция системы на насечки хорошо компенсируется регулятором, однако имеются высокочастотные колебания. Кроме того, главная задача – получение ровных прутков, пока, к сожалению, не выполнена.

К настоящему моменту работа над реализацией идеи управляемого волочения еще далеко не завершена. Требуется глубокий анализ уже полученных результатов, прежде всего, специалистами в области металлургии, и, возможно, теории автоматического управления. Скорее всего, потребуется еще одна модернизация измерительной части. Большие надежды возлагаются на уже

имеющиеся наработки по математическому моделированию системы в среде MatLab.

6.5. Выводы по главе.

1. Сделано введение в проблему волочения длинномерных изделий и показана перспективность идеи компенсации возмущающих воздействий путем изменения положения волокодержателя в пространстве.
2. Проведен информационный анализ самоустанавливающегося волокодержателя с качающейся волокой, на основе которого был определен набор необходимых датчиков (углового положения и усилия), и разработана соответствующая плата их сопряжения с микропроцессорной системой управления.
3. Разработана модульная конструкция блока управления двухосевым шаговым электроприводом.
4. На основе кинематического и математического анализа объекта управления разработан алгоритм управления волокодержателем.
5. Экспериментально подтверждена работоспособность предложенных решений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе получены следующие основные результаты:

1. Проведен анализ существующих методов регулирования фазных токов и способов коммутации с указанием наиболее целесообразных областей их применения.
2. На основе обзора современной силовой и специализированной микропроцессорной элементной базы даны рекомендации по ее использованию для построения систем управления приводами приводов разной мощности.
3. Разработана система управления многоосевым позиционным электроприводом на базе высокоинтегрированных инверторов тока, включая проектирование цифрового интерфейса сопряжения с микроконтроллером и оптимизацию алгоритмов управления.
4. На базе специализированного DSP-микроконтроллера и силовых интеллектуальных модулей средней степени интеграции с встроенными датчиками тока предложена структура одноплатного модуля инвертора тока с интеграцией силовой и управляющей части; разработан и отлажен (на макетном образце) оригинальный алгоритм восстановления истинного знака фазных токов, а также ПО, реализующее контуры фазных токов, блок коммутации и электрического дробления шага; эффективность решений подтверждена экспериментально.
5. Проведена отработка и реализация высокоэффективного алгоритма автокоммутации фаз, приближенного векторному управлению, для замкнутых систем регулирования скорости целого ряда многофазных вентильно-индукторных приводов для спецприменений мощностью от 1.1 до 32.5 кВт, выпуск которых освоен на опытном заводе Института биологического приборостроения Российской академии наук в г. Пущино Московской области (акт внедрения прилагается).
6. Разработан универсальный блок управления двухосевым шаговым электроприводом, использованный в экспериментальном станке для волочения

длинномерных изделий; сделана модернизация измерительной части данной системы, и проведены эксперименты по изучению ее метрологических характеристик; разработан алгоритм управления волокодержателем, работоспособность которого доказана в ходе экспериментов (Заказчик – ООО «Русмед-М», акт внедрения прилагается).

Результаты работы могут быть использованы при разработке замкнутых и разомкнутых систем управления шаговым и вентильно-индукторным приводом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Атаев Д. И., Болотников В. А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. 2-е изд. – М.: Изд-во МЭИ, ПКФ «Печатное дело», 1992. – 240 с., ил.
2. Бычков М. Г. Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода: Дис. на соискание ученой степени д-ра техн. наук. – М., 1999. – 354 с.
3. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.: ил.
4. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общей ред. М. Г. Чиликина. – М.: Энергия, 1971. – 624 с.
5. Ивоботенко Б. А., Козаченко В. Ф. Шаговый электропривод в робототехнике / Под ред. Л. А. Садовского. – М.: МЭИ, 1984. – 100 с.
6. Ивоботенко Б. А., Козаченко В. Ф. Проектирование шагового электропривода / Под ред. Л. А. Садовского. – М.: Моск. Энерг. Ин-т, 1985. – 100 с.
7. Ильинский Н. Ф. Элементы теории эксперимента. - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: МЭИ, 1983. - 92 с.
8. Ключев В. И. Теория электропривода. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. - 704 с. с ил.
9. Козаченко В. Ф. Микроконтроллеры: руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления. – М.: Издательство ЭКОМ, 1997. - 688 с., ил.
10. Маслов А. П. Основы теории динамических систем управления процессом волочения. – М.: изд-во ООО «Русмед-М», 1999. – 48 с.
11. Нестеренко Б. К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 128 с., ил.
12. Тарг С. М. Краткий курс теоретической механики: Учеб. для втузов. – 11-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 1995. – 416 с. ил.

13. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах: Пер. с англ. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993. – 413 с., ил.
14. Автоматическое устройство волочения длинномерных изделий: Патент на изобретение 2144442 РФ / А. П. Маслов.
15. Intel / Intel 8XC196MC User's manual, 1992.
16. International Rectifier: интернет-документ. – http://www.irf.com, 2002.
17. Mitsubishi / 3rd Generation IGBT and intelligent power modules application manual, 1996. – 88 p.
18. National Semiconductor: интернет-документ. – http://www.national.com, 1999.
19. SGS-Thomson / Smart power: Application manual. - 1st Edition, 1989.
20. SGS-Thomson / Subsystems: Databook. - 1st Edition, 1994.
21. Siemens: интернет-документ. – http://www.siemens.de/semiconductor, 2001.
22. ST Microelectronics: интернет-документ. – http://www.st.com, 2002.
23. Texas Instruments: интернет-документ. – http://www.ti.com, 2001, 2002.

Приложение 1. Математическая модель шагового двигателя ДШИ-200.

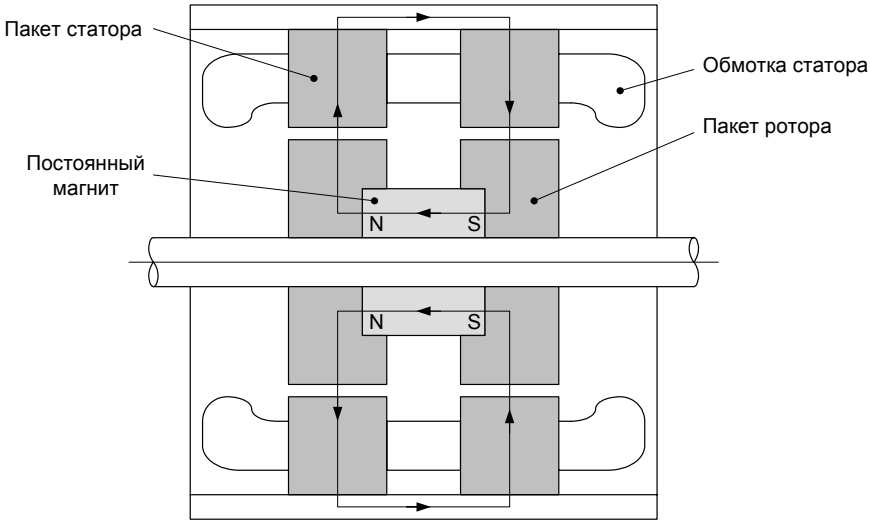


Рис. П1.1. Конструкция шагового двигателя ДШИ-200

Четырехфазный шаговый двигатель ДШИ-200 (рис. П1.1) относится к магнитоэлектрическим ШД индукторного типа, для которых характерна независимость потока возбуждения от положения ротора. Отдельный контур возбуждения выполнен в виде постоянного магнита простой формы, расположенного между пакетами ротора. Магнитная система двигателя является двухпакетной, причем пакеты ротора повернуты по отношению к статору на половину зубцового деления, что соответствует 180°. Этим достигается неизменность магнитного сопротивления потоку постоянного магнита. Каждая фаза образована последовательным соединением четырех катушек. Потокосцепление постоянного магнита с каждой из фаз изменяется по законам синуса и косинуса в функции угла поворота ротора. Полный период изменения потокосцепления и синхронизирующего момента соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление.

Основные технические данные:

- номинальный ток фазы $I_{ном} = 1.5$ А;
- максимальный синхронизирующий момент $M_{СИНХР} = 0.84$ Н·м;
- частота приемистости $f_{ПР} = 1000$ Гц;
- единичный механический шаг $\alpha = 1.8°$;

- число полюсных делений $z_г = p_П = 50$;
- число зубцов на керн $z = 5$;
- сдвиг зубцовых пакетов ротора $\Delta\varphi_Р = 180$ эл.гр.;
- масса $m = 1$ кг;
- габаритные размеры ∅57х77 мм.

Полная математическая модель двигателя ДШИ-200, использованная при моделировании различных режимов его работы, была разработана В. Ф. Козаченко в группе дискретного электропривода кафедры АЭП МЭИ. Автором диссертационной работы были разработаны модели инверторов тока, реализующих одиночную, парную, смешанную коммутацию и электрическое дробление шага.

Математическая модель двигателя основывается на расчете его схемы замещения. Сначала был сделан переход от четырехфазного ШД с нереверсивной коммутацией к двухфазному ШД с реверсивной коммутацией. По схеме замещения двухфазного ШД методом узловых потенциалов были найдены следующие итоговые выражения для индуктивностей и взаимоиндуктивностей (с учетом второй гармоники от угла поворота):

$$\begin{aligned}
&L_{11}(\theta) = L_{S0} - L_{S2}\cdot\cos(2\cdot\theta)\\
&L_{22}(\theta) = L_{S0} + L_{S2}\cdot\cos(2\cdot\theta)\\
&L_{33}(\theta) = L_R = \text{const}\\
&L_{21}(\theta) = L_{12}(\theta) = -L_{S2}\cdot\sin(2\cdot\theta)\\
&L_{31}(\theta) = L_{13}(\theta) = L_{SR}\cdot\cos(\theta)\\
&L_{32}(\theta) = L_{23}(\theta) = L_{SR}\cdot\sin(\theta)
\end{aligned} \qquad (П1.1)$$

Без учета второй гармоники выражения несколько упрощаются:

<u>Индуктивности и взаимоиндуктивности:</u>

$$\begin{aligned}
&L_{11}(\theta) \approx L_S\\
&L_{22}(\theta) \approx L_S\\
&L_{33}(\theta) = L_R\\
&L_{21}(\theta) = L_{12}(\theta) = 0\\
&L_{31}(\theta) = L_{13}(\theta) = L_{SR}\cdot\cos(\theta)\\
&L_{32}(\theta) = L_{23}(\theta) = L_{SR}\cdot\sin(\theta)
\end{aligned} \qquad (П1.2)$$

Выражения для потокосцеплений:

$$\Psi_1 = L_{11}(\theta)\cdot i_1 + L_{12}(\theta)\cdot i_2 + L_{13}(\theta)\cdot i_3 = L_S \cdot i_1 + \Psi_{SR_MAX}\cdot\cos(\theta)$$
$$\Psi_2 = L_{22}(\theta)\cdot i_2 + L_{21}(\theta)\cdot i_1 + L_{23}(\theta)\cdot i_3 = L_S \cdot i_2 + \Psi_{SR_MAX}\cdot\sin(\theta)$$
$$\Psi_3 = L_{33}(\theta)\cdot i_3 + L_{31}(\theta)\cdot i_1 + L_{32}(\theta)\cdot i_2$$
$$\frac{d\Psi_1}{dt} = L_S\frac{di_1}{dt} + \Psi_{SR_MAX}\cdot(-\sin(\theta))\frac{d\theta}{dt} \qquad (П1.3)$$
$$\frac{d\Psi_2}{dt} = L_S\frac{di_2}{dt} + \Psi_{SR_MAX}\cdot\cos(\theta)\frac{d\theta}{dt}$$

Здесь $\Psi_{SR_MAX} = L_{SR}\cdot I_3$ (I_3 - фиктивный ток намагничивания).

Уравнения электрического равновесия:

$$U_1 = I_1\cdot R + \frac{d\Psi_1}{dt}$$
$$U_2 = I_2\cdot R + \frac{d\Psi_2}{dt} \qquad (П1.4)$$
$$I_3 = I_R = const$$

Электромеханические характеристики:

$$M_{ЭМ} = +\frac{\partial W_{CO}}{\partial\theta_{MEX}} = p_п\frac{d}{d\theta}\left(L_{SR}\cdot\cos(\theta)\cdot I_1\cdot I_3 + L_{SR}\cdot\sin(\theta)\cdot I_2\cdot I_3\right) =$$
$$= p_п\cdot\Psi_{SR_MAX}\cdot\left[-\sin(\theta)\cdot I_1 + \cos(\theta)\cdot I_2\right]$$
$$J\frac{d^2\theta_{MEX}}{dt^2} + k_{BT}\frac{d\theta_{MEX}}{dt} + M_C\cdot sign\left(\frac{d\theta_{MEX}}{dt}\right) = M_{ЭМ} \qquad (П1.5)$$

Здесь k_{BT} - коэффициент вязкого трения, M_C - момент трения (реактивная нагрузка).

Далее был сделан переход к относительным величинам, что позволяет обобщить результаты на другие аналогичные двигатели:

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi_1^*}{d\tau_{ШИМ}} = \dfrac{1}{\delta \cdot k_{ШИМ}}\left(k_{ФОРС} \cdot n_{ИНВ1} - i^*_1 \cdot R^*\right) \\ \dfrac{d\Psi_2^*}{d\tau_{ШИМ}} = \dfrac{1}{\delta \cdot k_{ШИМ}}\left(k_{ФОРС} \cdot n_{ИНВ2} - i^*_2 \cdot R^*\right) \\ \dfrac{d\omega^*}{d\tau_{ШИМ}} = \dfrac{1}{k_{ШИМ}}\left(\mu_{ЭМ} - \mu_{ВТ} - \mu_{СТ}\right) \\ \dfrac{d\theta}{d\tau_{ШИМ}} = \dfrac{1}{k_{ШИМ}}\omega^* \end{cases} \qquad (П1.6)$$

где:

$n_{ИНВ1}$, $n_{ИНВ2}$ - состояние первого и второго выходных мостов инвертора соответственно;

<u>Безразмерные индуктивности и взаимоиндуктивности:</u>

$$\begin{aligned} L^*_{11}(\theta) &= L^*_S - L^*_{S2} \cdot \cos(2 \cdot \theta) \\ L^*_{12}(\theta) &= L^*_{21}(\theta) = -L^*_{S2} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \\ L^*_{22}(\theta) &= L^*_S + L^*_{S2} \cdot \cos(2 \cdot \theta) \end{aligned} \qquad (П1.7)$$

<u>Безразмерные потоки само- и взаимоиндукции фаз:</u>

$$\begin{aligned} f^*_{i1} &= \Psi^*_1 - \cos(\theta) \\ f^*_{i2} &= \Psi^*_2 - \sin(\theta) \end{aligned} \qquad (П1.8)$$

<u>Безразмерные фазные токи:</u>

$$\begin{aligned} \Delta &= \left(L^*_S\right)^2 - \left(L^*_{S2}\right)^2 \\ i^*_1 &= \frac{1}{\Delta}\left[f^*_{i1} \cdot L^*_{22}(\theta) - f^*_{i2} \cdot L^*_{12}(\theta)\right] \\ i^*_2 &= \frac{1}{\Delta}\left[f^*_{i2} \cdot L^*_{11}(\theta) - f^*_{i1} \cdot L^*_{12}(\theta)\right] \end{aligned} \qquad (П1.9)$$

Электромагнитный момент двигателя и моменты нагрузок:

$$\begin{aligned}
&\mu_{Р} = L^{*}_{S2}\left\{\sin(2\cdot\theta)\cdot\left[\left(i^{*}_{1}\right)^{2}-\left(i^{*}_{2}\right)^{2}\right]-2\cdot\cos(2\cdot\theta)\cdot i^{*}_{1}\cdot i^{*}_{2}\right\}\\
&\mu_{А} = -\sin(\theta)\cdot i^{*}_{1}+\cos(\theta)\cdot i^{*}_{2}\\
&\mu_{ЭМ} = \mu_{Р}+\mu_{А}\\
&\mu_{ВТ} = \delta_{ВНЕШ}\cdot\omega^{*}\\
&\mu_{СТ} = \mu_{С}\cdot \mathrm{sign}\left(\omega^{*}\right)
\end{aligned} \qquad (П1.10)$$

Базовые величины и коэффициенты:

$\Omega_0 = \sqrt{\dfrac{p_{п}\cdot M_{MAX}}{J_{\Sigma}}}$ - круговая частота собственных колебаний

$T_{Б} = 1/\Omega_0$ - базовое время

$M_{MAX} = M_{Б} = p_{п}\cdot\Psi_{SR_MAX}\cdot I_{НОМ}$ - базовый момент

$\tau = t/T_{Б}$ - относительное время

$\delta = \Psi_{SR_MAX}\cdot\Omega_0/\left(I_{НОМ}\cdot R\right)$

$\delta_{ВНЕШ} = k_{ВТ}/M_{MAX}$ - относительный коэффициент вязкого трения

$\mu = M/M_{MAX}$ - относительный момент

$\tau_{ШИМ} = t/T_{ШИМ} = \tau\cdot k_{ШИМ}$ - относительное время в долях периода ШИМ

$k_{ШИМ} = f_{ШИМ}/\Omega_0 = T_{Б}/T_{ШИМ}$

$k_{ФОРС} = U_{П}/\left(I_{НОМ}\cdot R\right)$ - коэффициент форсировки

$L_{Б} = \Psi_{SR_MAX}/I_{НОМ}$ - базовая индуктивность

$L^{*}_{S} = L_{S}/L_{Б}$ - относительная индуктивность обмотки статора (первая гармоника)

$L^{*}_{S2} = L_{S2}/L_{Б} = k_2\cdot L^{*}_{S}$ - относительная индуктивность обмотки статора (вторая гармоника)

$U^{*} = U/\left(I_{НОМ}\cdot R\right)$ - относительное напряжение

$I^{*} = I/I_{НОМ}$ - относительный ток

$\Psi^{*} = \Psi/\Psi_{SR_MAX}$ - относительное потокосцепление

Моделирование осуществлялось при следующих параметрах:

- номинальный фазный ток двигателя $I_{НОМ} = 1.5$ А;
- максимальный синхронизирующий момент $M_{СИНХР.МАКС} = 0.84$ Н·м;
- индуктивность фазы $L_S = 2.45$ мГн;
- относительный уровень второй гармоники $K_2 = (L_{S2} / L_S) = 0.2$;
- суммарный момент инерции $J_{\Sigma} = 20 \cdot 10^{-6}$ кг·м^2;
- сопротивление фазы постоянному току $R = 1.675$ Ом;
- относительный коэффициент вязкого трения $\delta_{ВНЕШ} = 0.1$;
- относительный момент трения $\mu_C = 0.2$;
- частота ШИМ $f_{ШИМ} = 17.5$ кГц;
- напряжение питания силовых мостов $U_П = 40$ В.