На правах рукописи

ЖАРКОВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И МИКРОКОНТРОЛЛЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Специальность 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва, 2007

Работа выполнена на кафедре «Автоматизированного электропривода» Московского энергетического института (Технического Университета).

Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент Козаченко Владимир Филиппович

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор Тарасов Владимир Николаевич; кандидат технических наук, доцент Красовский Александр Борисович

Ведущая организация: ФГУП Всероссийский Электротехнический Институт им. В.И.Ленина

Защита диссертации состоится xx ...я 2008 года в xx час. 00 мин. в аудитории М-611 на заседании диссертационного совета Д 212.157.02 при Московском энергетическом институте (техническом университете) по адресу: 111250, Москва, Красноказарменная ул., д.13, корп. М.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Московского энергетического института (Технического Университета).

Отзыв на автореферат в двух экземплярах, заверенных печатью, просим отправлять по адресу: 111250, г. Москва, Красноказарменная ул., д.14, Ученый Совет МЭИ (ТУ).

Автореферат разослан « » _____ 200__г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.157.02
к.т.н., доцент Цырук С.А.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. В настоящее время силовая электроники и микропроцессорная техника достигли таких результатов, что при упоминании современного регулируемого электропривода подразумевается комплектный электропривод, состоящий из электромеханического преобразователя энергии, силового преобразователя, цифровой системы управления. Для всех известных типов двигателей получение хороших динамических, энергетических и точностных характеристик невозможно без разработки качественных алгоритмов прямого цифрового, в том числе векторного управления. Во всем мире ведутся активные исследования новых типов машин, в которых определяющее значение имеет надежная силовая и управляющая электроника, прежде всего – индукторных машин (ИМ). Перспективы этого направления связаны с существенным упрощением конструкции машины и ее стоимости. В работе решается задача создания и исследования комплектного вентильно-индукторного электропривода (ВИП) с независимым возбуждением (НВ), особенно перспективного для тяговых, станочных и робототехнических применений.

Современные ИМ могут быть трех типов: с самовозбуждением, за счет постоянной составляющей тока в обмотке якоря; с независимым возбуждением, т.е. со специальной обмоткой возбуждения, расположенной на статоре; с магнитоэлектрическим возбуждением.

В мире наибольшее внимание из-за простоты конструкции и технологичности их изготовления уделяется ИМ с самовозбуждением, более известным как SRD. Однако разработчики этого направления сталкиваются со значительными трудностями:

- отсутствие специализированной силовой элементной базы, что ведет к значительному увеличению габаритов инвертора по сравнению с частотно-регулируемым электроприводом на базе АД;
- увеличение числа проводов для подключения двигателя по сравнению с АД;

– значительные пульсации момента при малом числе фаз, усложнение инвертора при увеличении числа фаз;
– сложность реализации полноценного векторного управления с качественным поддержанием электромагнитного момента.

Значительный вклад в развитие теории и практики этого типа привода внесли Ильинский Н.Ф., Бычков М.Г., Кузнецов В.А., Фисенко В.Г. (Москва), Термирев А.Л., Лозицкий О.Е., Коломийцев Л.Ф. (Новочеркасск), Miller T., Lawrenson P..

ВИП на базе ИМ с постоянными магнитами развиваются, главным образом, для прецизионной техники и следящих систем (Балковой А.П., Луценко В.Е.). Это направление перспективно для малых мощностей (меньше 1 кВт).

В последнее время на кафедрах АЭП, ЭКАО, ЭМ МЭИ(ТУ) (Русаков А.М., Козаченко В.Ф., Остриров В.Н., Фисенко В.Г.) ведутся исследования вентильно-индукторных двигателей (ВИД) с независимым возбуждением (НВ). Технологически эти двигатели сложнее, однако, привода на их основе, имеют следующие преимущества:

– возможность использования стандартной силовой элементной базы, в том числе мостовых инверторов, как для асинхронных 3-х фазных двигателей;
– возможность реализации современных методов управления, таких, как векторное, с качественным формированием момента;
– возможность секционирования как машины, так и силового преобразователя и построения мощного ВИП (до 1МВт) на низковольтной элементной базе с высоким уровнем надежности и резервирования.

В настоящей работе обосновываются эти преимущества, в том числе доказывается теоретически и экспериментально возможность создания 4-х квадрантного широкорегулируемого электропривода на базе ВИП с НВ.

Актуальность работы состоит в ориентации на создание нового, отечественного конкурентоспособного электропривода для энергосберегающих технологий, станкостроения и электрической тяги.

Цель диссертационной работы Создание модульных программно-аппаратных средств оптимального, в том числе векторного, управления вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением.

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

1. Создана математическая модель ВИД с НВ. Выполнен анализ электромагнитных связей в двигателях этого типа;
2. Создана компьютерная модель ВИП с НВ в среде Simulink MatLab для исследования 2-х структур управления: в режиме классического вентильного двигателя, в режиме векторного управления;
3. Для этих структур разработаны алгоритмы управления и базовое модульное программное обеспечение (ПО);
4. Разработаны модульные аппаратные средства построения системы управления ВИП: высокопроизводительные контроллеры привода (150 млн. оп./сек.); модули дискретного ввода/вывода; модули сопряжения с несколькими типами датчиков положения, в том числе с интеллектуальными абсолютными;
5. Проведены экспериментальные исследования на опытно-промышленных образцах ВИП.

Методы исследования. Для решения поставленных в работе задач использовались:

- теория электропривода и цифрового управления;
- современные методы анализа и синтеза ЭМП (схемы замещения магнитных цепей, векторные диаграммы);
- методы компьютерного моделирования (Simulink MatLab);

– методы интерактивной отладки микропроцессорных систем управления с использованием среды разработки Code Composer Studio;
– компьютерные методы экспериментальных исследований опытных образцов ВИП с использованием интеллектуальных датчиков, в том числе электромагнитного момента.

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов подтверждена внедрением разработанных СУ в опытно-промышленную эксплуатацию.

Научная новизна работы заключается в следующем:

- ✓ на основе анализа схем замещения ВИД с НВ предложено математическое описание, обоснована оптимальная структура векторного управления, в том числе в режиме ослабления поля;
- ✓ предложен метод прямого токового управления инвертором ВИП для расширения допустимого скоростного диапазона в два раза;
- ✓ разработаны оригинальные конструкции встроенных датчиков положения ВИД и модули сопряжения с контроллером пристраиваемых датчиков положения, программно-аппаратные средства идентификации скорости и электрического положения;
- ✓ разработана архитектура и схемотехника высокопроизводительного контроллера для реализации векторного управления ВИП.

Основные практические результаты диссертации состоят в экспериментальных исследованиях опытно-промышленных образцов ВИП малой мощности; во внедрении разработанной системы управления в мощные многосекционные ВИП для районных тепловых станций (315, 400, 630 кВт), а так же испытательного оборудования (500 кВт).

Апробация работы. Основные результаты работы обсуждались на заседании кафедры «Автоматизированного электропривода» Московского энергетического института (Технического Университета).

Публикации. По теме диссертации опубликованы 5 печатных работ.

Структура и объем работы.

Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и приложения; количество страниц 150, иллюстраций …, число наименований использованной литературы 55 на 2 страницах.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность работы и показаны преимущества использования ВИД с НВ с векторной системой управления, а так же преимущества в использовании многосекционных ВИД при создании электроприводов повышенной надежности большой мощности на низковольтной элементной базе. Поставлены цели и задачи исследования.

В первой главе проведена классификация индукторных двигателей по способу возбуждения и рассмотрен принцип работы ВИД с НВ. Показаны преимущества выбранного типа двигателя.

Приведены варианты конструкций двигателей с аксиально-радиальным потоком и обоснованы преимущества 2-х пакетной конструкции ВИД с НВ (Рис.1). Проанализированы варианты конструктивного размещения кольцевой обмотки возбуждения на статоре.

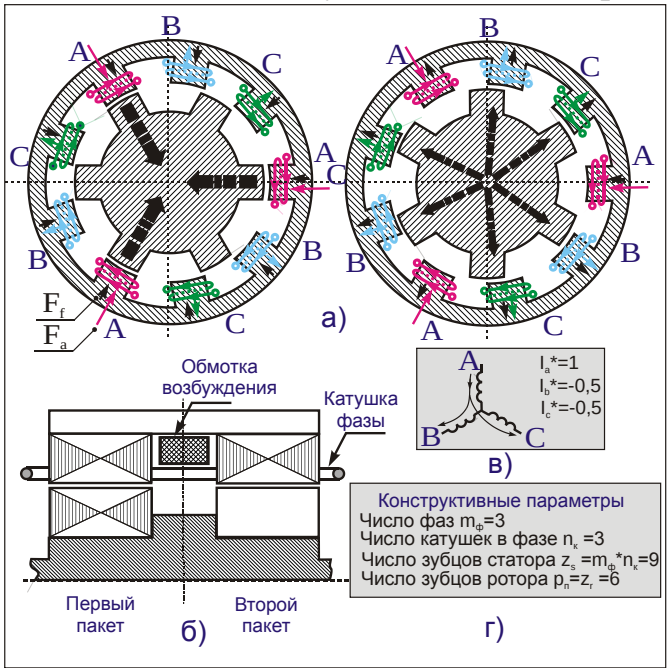


Рис.1

Получена схема замещения магнитной цепи базовой конструкции 2-х пакетного вентильно-индукторного двигателя. На основе ее анализа сделан вывод о том, что 2-х пакетный ВИД с НВ по структуре магнитных связей

подобен синхронному двигателю с неявновыраженными полюсами, за исключением дополнительных взаимных связей между фазными обмотками.

Рассмотрены варианты конструкций ВИД с НВ с минимизацией электромагнитных связей между фазами, а также между отдельными секциями в многосекционных машинах.

Выбраны несколько перспективных конструкций ВИД с НВ для которых:

- Взаимоиндуктивности фаз отсутствуют (по первой гармонике);
- Отсутствуют электромагнитные связи между секциями, что позволяет организовать независимое векторное управление каждой секцией ВИД с НВ, рассматривая многосекционную машину в виде совокупности «элементарных» машин, имеющих общий контур возбуждения;
- Индуктивность контура возбуждения не зависит от положения ротора, а взаимоиндуктивности фазных обмоток с обмоткой возбуждения меняются от положения ротора по синусоидальному закону, как в классических синхронных машинах.

На основе проведенного анализа создана компьютерная модель ВИД с НВ для целей синтеза систем управления.

Во второй главе известные и уже внедренные методы управления ВИД в режиме БДПТ (бездатчиковый двигатель постоянного тока) распространены на многосекционные двигатели.

Предложена структура системы управления (СУ) 3-х секционного электропривода мощностью 500 кВт на базе стандартных ПЧ «Универсал» мощностью 220 кВт с цифровой системой управления на базе контроллеров МК10.5 (40 млн. оп./сек.), разработанных с участием автора (Рис. 2.).

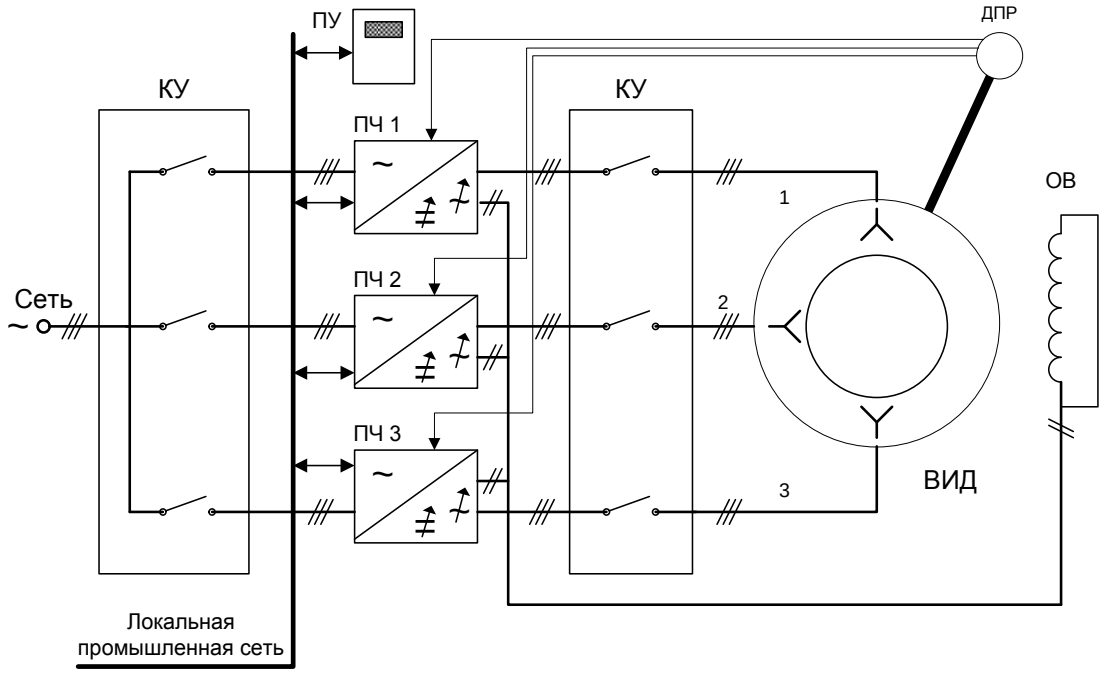


Рис. 2.

Электронный преобразователь ВИП состоит из 3-х независимых секций, связанных между собой промышленным интерфейсом связи CAN. Датчик положения – общий для всех секций.

Особенностью привода является согласованное совместное управление контуром возбуждения от трех преобразователей частоты (ПЧ) секций с поддержанием тока при аварии в любой секции неизменным.

Предложена структура системы управления ВИП в режиме автокоммутации по датчику положения (Рис. 3.).

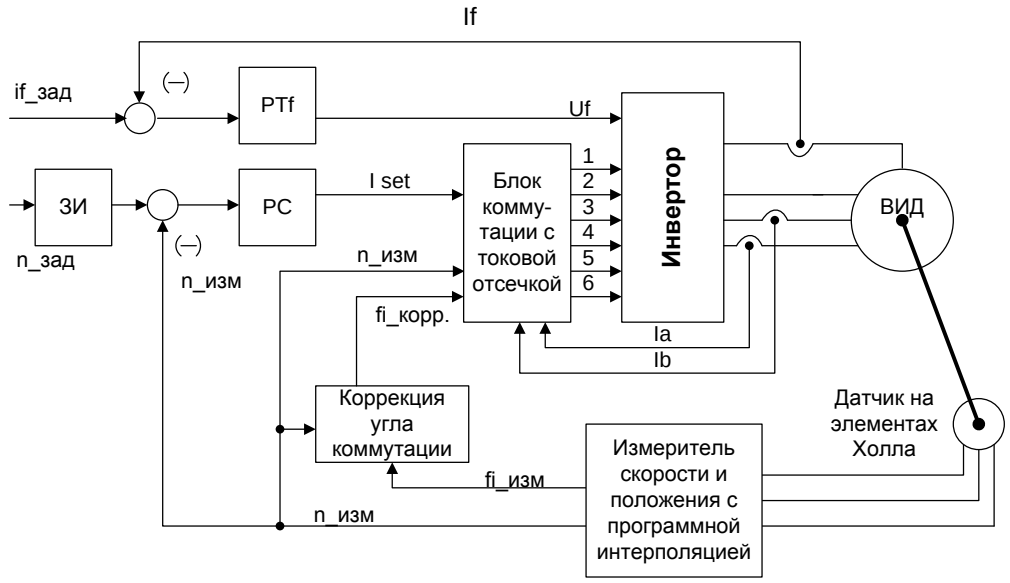


Рис. 3

Имеется 3 контура регулирования: быстродействующий контура регулирования тока статора, контур регулирования скорости и контур регулирования тока возбуждения.

В предложенной структуре системы управления ВИП в режиме автокоммутации по датчику положения объяснено использование основных узлов. Структура управления ВИП имеет 3 контура регулирования: быстродействующий контур регулятора тока статора, контур регулятора скорости и контур тока в ОВ.

Применительно к двигателям большой мощности совместно с Русаковым А.М. разработана конструкция встраиваемого в двигатель датчика положения ротора на дискретных элементах Холла. Разработанный цифровой модуль интерполяции сигнала с датчика обеспечивает точность управления углом коммутации в функции скорости не хуже 3-4 эл. град.

Разработано модульное ПО межсекционного взаимодействия секций привода по интерфейсу CAN с учетом выравнивания нагрузок секций.

Опытно-промышленный образец ВИД-500 изготовлен на Тираспольском электромеханическом заводе, а силовой преобразователь ООО «Энергосбережение» (г. Пущино). ВИП установлен на заводе «Салют» (г. Москва) в испытательной лаборатории (Рис. 4).

Рис. 4

В третьей главе обосновывается и разрабатывается структура 4-х квадрантного 2-х зонного ВИП с НВ с векторным управлением.

Основываясь на математическом описании ВИД в естественных координатах, обоснован переход к вращающимся d-q координатам. Показано, что момент ВИД с НВ пропорционален току возбуждения и составляющей тока статора по оси «q», что позволяет предложить структуру векторного управления ВИД с НВ для каждой из секций машины, близкую к структуре векторного управления синхронными двигателями.

Система векторного управления ВИП с НВ состоит из следующих блоков: координатных преобразований, управления инвертором в режиме ШИМ-модуляции базовых векторов, компенсации ЭДС вращения, измерения скорости и электрического положения, вычисления потокосцеплений (Ψq, Ψd), а так же 3-х цифровых регуляторов тока статора по осям d и q и возбуждения. В большинстве практических задач в систему добавляется регулятор скорости и регулятор технологической переменной, например давления (Рис. 5).

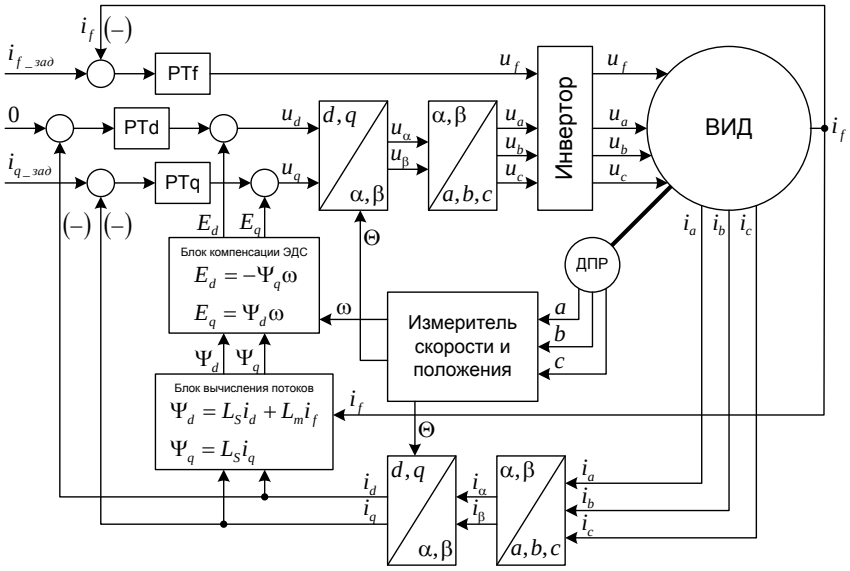


Рис. 5

Рассмотрена специфика синтеза контура тока с адаптивной компенсацией ЭДС вращения (Рис.6).

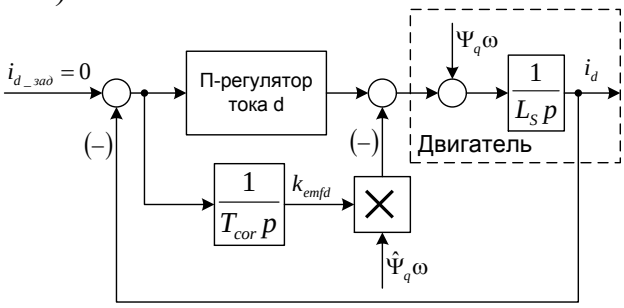


Рис.6

Предложена оригинальная структура работы ВИП в режиме ослабления потока двигателя (Рис.7).

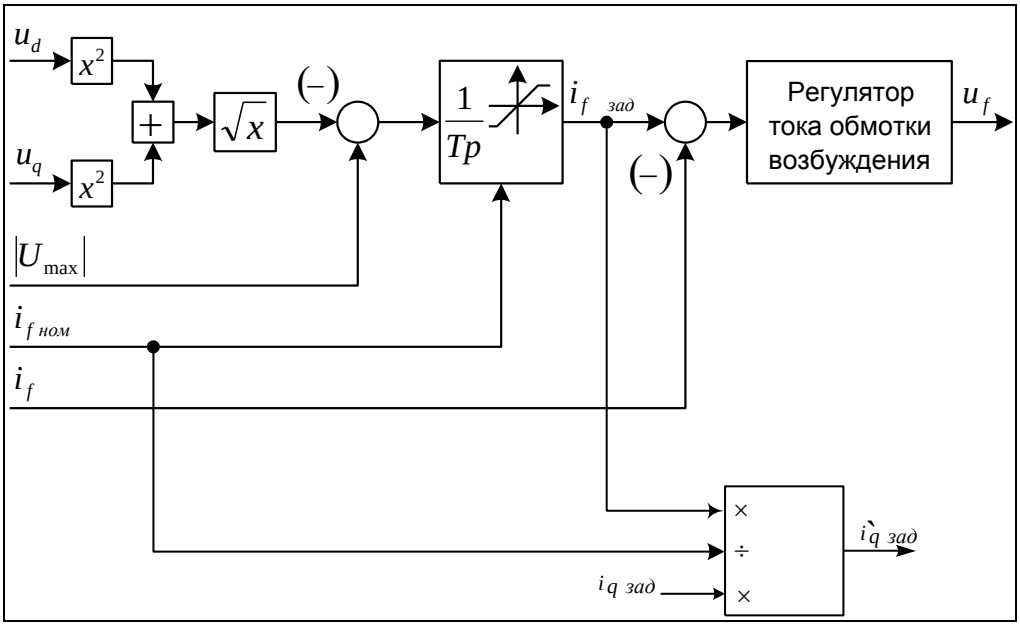


Рис. 7

Её суть сводится к автоматическому поддержанию с заданным коэффициентом запаса 1,1÷1,5 амплитуды вектора результирующего напряжения статора в зоне ослабления поля (начиная с некоторой скорости). По-существу, реализуется скользящий режим вдоль граничной механической характеристики с автоматическим уменьшением, как тока возбуждения, так и составляющей тока статора по оси «q». Предложенный метод управления в зоне ослабления поля является робастным и не требует параметрирования машины, он работает как в двигательном, так и в генераторном режимах.

С ростом максимальной скорости, на которой должен работать привод, усложняется работа регуляторов тока в системе векторного управления, вплоть до потери устойчивости. Теоретически и экспериментально установлена граница устойчивости в зависимости от числа пар полюсов ВИД и несущей частоты ШИМ:

$$f_{эл}^{макс}[Гц] = p_n \cdot \frac{n^{макс}[об/мин]}{60} \le \frac{f_{ШИМ}[Гц]}{10 \div 20} \qquad (1)$$

Таким образом, видно, что с ростом максимальной скорости требуется увеличение несущей частоты работы ШИМ. Однако, допустимая частота для общепромышленных преобразователей частоты не превышает 10-20

кГц. С учетом этого факта, базовая структура системы векторного управления модернизируется. В зоне высоких скоростей производится автоматический переход на прямое токовое управление вектором тока с использованием 3-х канального релейного регулятора тока (Рис.8).

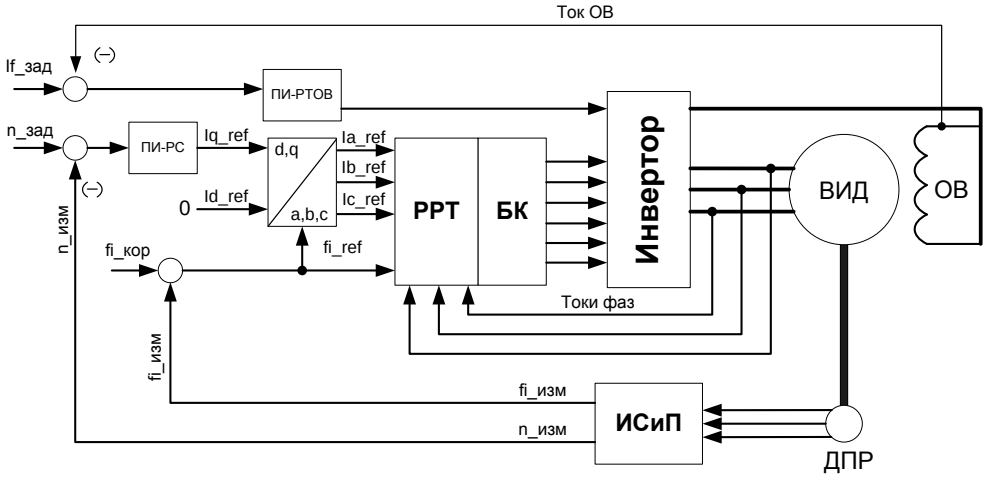


Рис. 8

Разработана соответствующая математическая, алгоритмическая и программная поддержка системы управления ВИП с переменной структурой, в том числе алгоритмов управления инвертором тока.

Сформулированы требования к аппаратной части системы управления. Предложено распределение программных ресурсов управляющего контроллера. На опытном макете двигателя ДВИ-3 произведены испытания системы векторного управления с переключаемой структурой. На рис.9 показано высокое качество формирования тока в фазе на скоростях, при которой обычная СВУ становится неустойчивой.

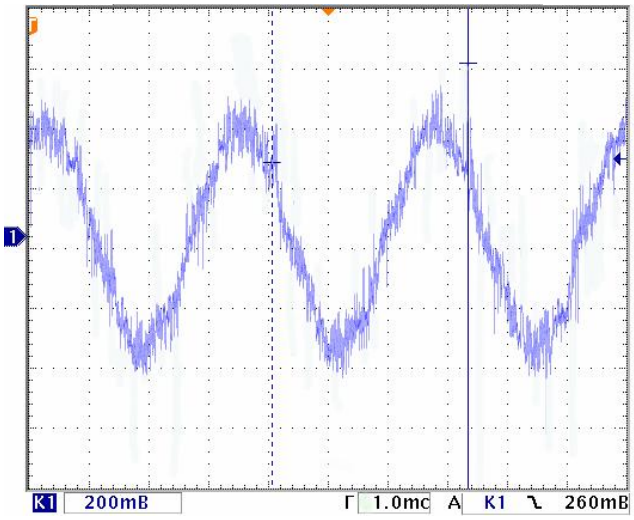


Рис 9.

Предложена методика настройки параметров дискретных автоматов, управляющих инвертором тока.

В четвертой главе рассмотрены вопросы разработки модульных аппаратных средств системы управления ВИП.

Рассмотрен вопрос выбора микропроцессорного устройства, которое отвечало бы требованиям по производительности и набору встроенной периферии. Анализируются 2 типа микроконтроллеров фирмы Texas Instruments семейства Motor Control (управление двигателями). Приводится сравнительная таблица характеристик микроконтроллеров, в которой отмечаются преимущества нового семейства TMS320F2810 по производительности, внутренней памяти, скорости работы АЦП, а так же по технологиям отладки программного обеспечения и осциллографирования параметров.

Формулируются требования к аппаратным функциям контроллера с учетом специфики силового преобразователя, интерфейса пользователя и датчика положения ротора. Распределяются аппаратные функции контроллера между отдельными блоками.

Разрабатывается архитектура контроллеров привода МК13.1 и МК17.1, ориентированных на построение модульных систем управления многосекционным ВИД с НВ. Контроллер МК17.1 является доработанной версией МК13.1, в котором существенно улучшена помехозащищенность аналоговых каналов, интерфейсов связи, модифицирован интерфейс датчиков положения. Предложен алгоритм калибровки аналоговых входов, позволяющий существенно поднять точность приема аналоговых сигналов. Контроллер МК17.1 (Рис. 10) запущен в мелкосерийное производство и является базовым для отечественной серии ВИП с НВ.

Рис. 10

Исследованы и оптимизированы конструкции 2-х типов встроенных датчиков положения ротора ВИД на дискретных элементах Холла и на аналоговых элементах Холла.

Преимущества датчиков на элементах Холла: число пар полюсов первичного датчика (магнитного кольца) совпадает с полюсной структурой электрической машины, что позволяет сразу получить датчик электрического положения; надежность первичного датчика; высокая предельная частота вращения вала; технологичность и простота изготовления; один уровень питания (+5В); невысокая стоимость.

Для обработки сигналов датчиков первого типа предложено использовать модуль захвата процессора событий с дополнительным программно-реализуемым блоком идентификации скорости и интерполятором электрического положения ротора. Этот тип датчика рекомендуется при диапазоне регулирования скорости до 100:1. Для более высокого диапазона регулирования (несколько тысяч к 1) предложены конструкции датчиков 2-ого типа. Приведены оценки по точности и максимальной скорости работы таких датчиков. Рассмотрены способы расположения чувствительных элементов (рис. 11 а, б).

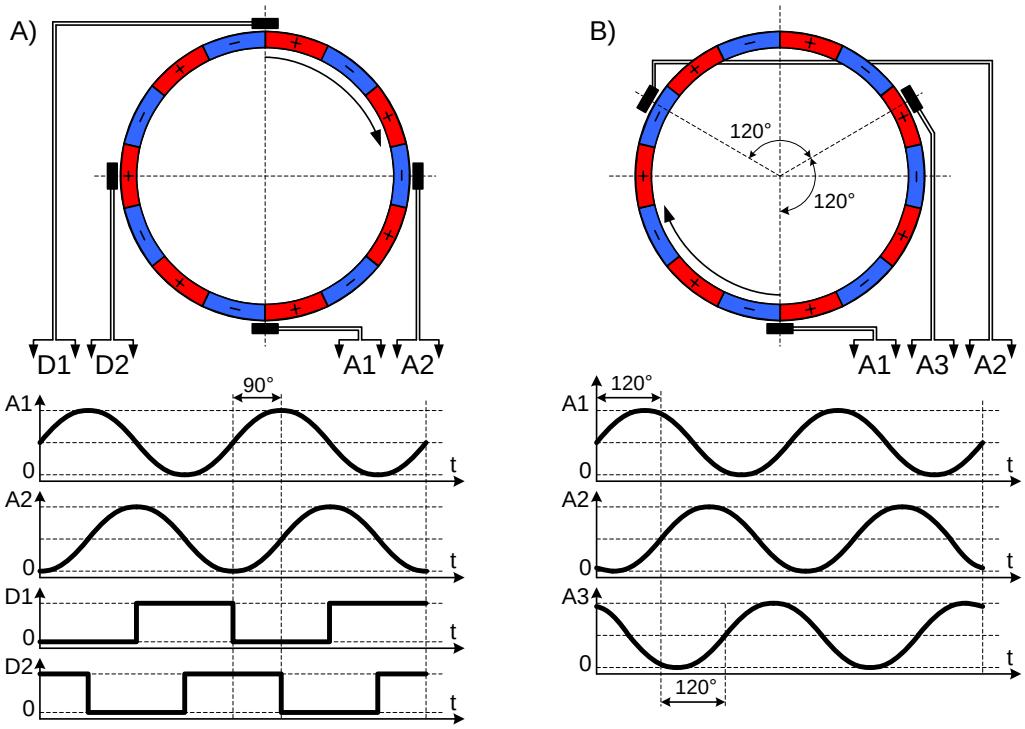


Рис. 11

Экспериментально выявлены недостатки аналоговых датчиков и показаны способы их устранения. Разработано схемотехническое решение для повышения помехозащищенности передачи информации с датчика положения на аналоговых элементах.

Предложен алгоритм Калмановской цифровой фильтрации для синусно-косинусных сигналов датчиков положения. Рассмотрено математическое описание алгоритма. Реализована математическая модель фильтра в пакете моделирования MathLab, показаны результаты моделирования (Рис.12).

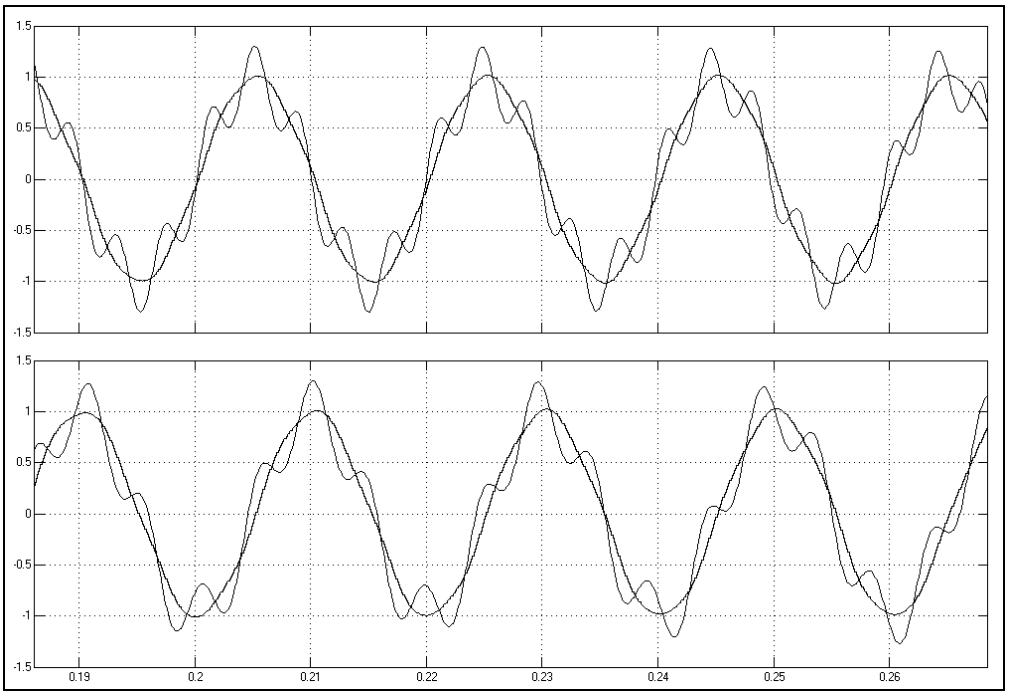


Рис.12

Алгоритм цифровой фильтрации, реализованный в контроллерах МК17.1, показал свою работоспособность даже в придельных ситуациях треугольного входного сигнала. Достигнутая на практике точность датчика положения с фильтром 1-2 эл. град.

Датчик абсолютного положения со скоростным помехозащищенным интерфейсом предложен для использования в мощных многосекционных ВИП. Он удовлетворяет главному условию – возможность подключения к нескольким принимающим устройствам. Рассмотрен ряд интерфейсов, обосновано использование SSI интерфейса. Разработан модуль сопряжения датчика положения с контроллером МК17.1. Приведены технические характеристики модуля. Главное преимущество предложенного решения – возможность удаленной установки двигателя (до 20÷40м) от преобразователя. Отсутствие запаздывания обеспечивается местным тактированием датчика от периферийного контроллера.

В пятой главе приведены результаты испытаний опытных образцов вентильно-индукторных двигателей с независимым возбуждением ДВИ-3. Экспериментальные исследования проводились для подтверждения расчетных механических характеристик двигателей, правильности работы созданной векторной системы управления.

На Ярославском электромеханическом заводе были изготовлены два экспериментальных вентильно-индукторных двигателя с независимым возбуждением ДВИ-3 номинальной мощностью 0.75 кВт, разработанных на кафедре ЭКАО в научной группе Русакова А.М., а так же два унифицированных силовых преобразователя «Универсал 7.5 ВИД», разработанных на кафедре АЭП.

Разработан автоматизированный стенд для исследования экспериментальных образцов, который представлял собой 2 соединенных через датчик момента испытуемых двигателя получающих питание от ПЧ с созданной системой векторного управления (рис. 13). Информация о внутренних переменных системы передается через внутрисхемный эмулятор в компьютер со специальной программной средой разработки Code Composer Studio.

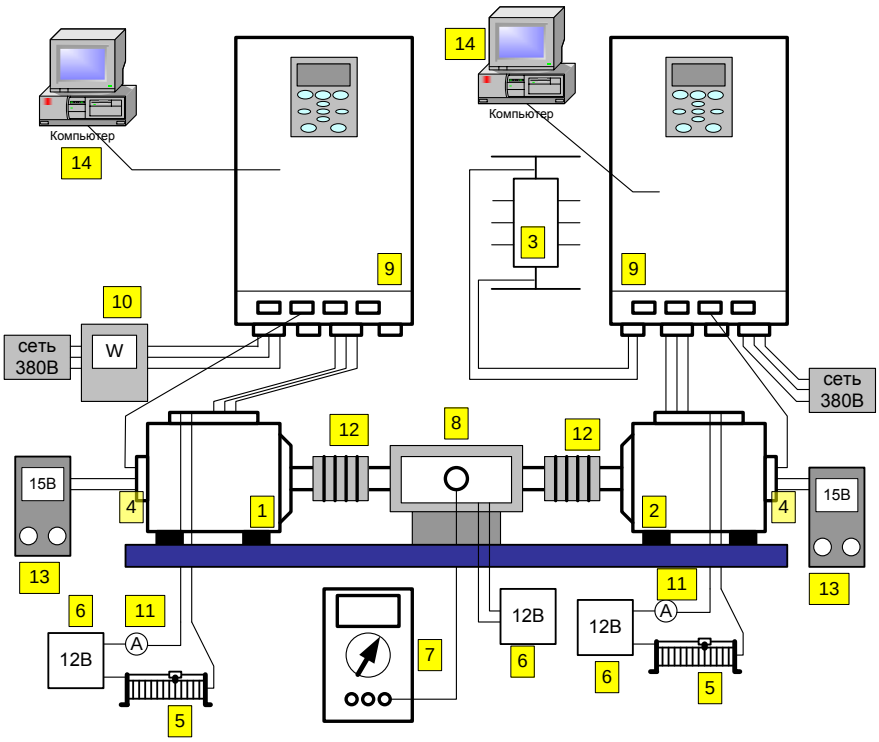


Рис. 13

Проведены исследования в режимах холостого хода, короткого замыкания, а так же экспериментально определены механические потери в двигателях, КПД составил 84%. Подтверждена правильность работы векторной системы управления.

Произведены исследования статических и динамических характеристик ВИП с векторной системой управления. Результаты исследований отображены в осциллограммах разгона и реверса вала двигателя при различных значениях задания токов статора (Рис. 14).

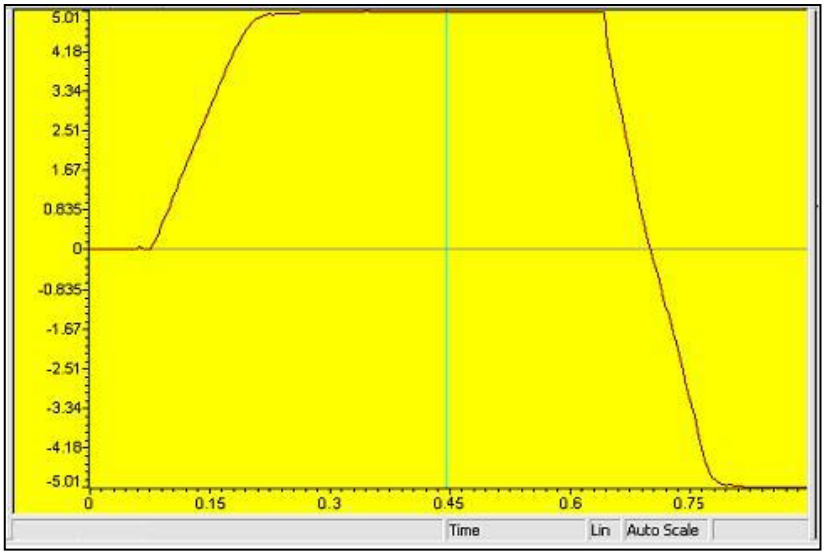


Рис. 14

ВИП с векторной системой подтвердил хорошие показатели по динамике, что подтверждает возможность его использования в высокодинамичных электроприводах.

Достигнуты следующие показатели привода:

- диапазон регулирования скорости 5000:1;
- в том числе в зоне ослабления поля 4:1;
- кратность пускового момента 2,5:1;
- точность поддержания скорости не хуже 0.0001% от максимальной скорости;
- КПД двигателя 85% (ДВИ-3 0,75 кВт).

В заключении обобщены основные результаты работы.

В приложении приведены электрические схемы встраиваемых датчиков положения;

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

В работе получены следующие научные результаты:

1. Разработаны 2-х типа системы управления ВИД с НВ:
   - система управления в режиме автокоммутации по датчику положения ротора с коррекцией угла коммутации в функции скорости;
   - векторная 2-х зонная 4-х квадрантная система управления;
2. Разработано модульное ПО, включенное в состав библиотеки программ для комплектных ВИП, запускаемых в опытно-промышленную эксплуатацию;

3. Предложен алгоритм работы ВИП с НВ с векторной системой управления в режиме ослабления поля и разработано соответствующее ПО;
4. Разработаны алгоритмы и программное обеспечение СУ при работе ВИП на скоростях выше номинальной с использованием прямого токового управления, расширяющие вдвое диапазон регулирования скорости;
5. Разработаны и запущены в производство унифицированные контроллеры МК13.1 и МК17.1, предназначенные для построения модульных преобразователей частоты для ВИД с НВ.
6. Разработаны конструкции встраиваемых датчиков положения на основе эффекта Холла (с аналоговым и дискретным выходом сенсоров), устройства сопряжения для пристраиваемых датчиков в многосекционных электроприводах, математическое обеспечение идентификации положения и скорости, цифровой фильтрации помех;
7. Проведены испытания опытных образцов ВИП с векторной системой управления, которые подтвердили высокие точностные и динамические показатели этого типа привода.

Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:

1. Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Анучин А.С., Жарков А.А. Модульная микроконтроллерная система управления для отечественной серии преобразователей частоты «Универсал»// Труды V Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение» МКЭЭЭ-2003. Ч.1. Крым, -2003. с. 725-726.
2. Анучин А.С., Жарков А.А. Синхронный электропривод с векторным управлением в режиме ослабления поля// Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2002. – Вып.678. – С.72
3. Анучин А.С., Дроздов А.В., Козаченко В.Ф., Жарков А.А. Цифровое векторное управление вентильным - индукторным двигателем с независимым возбуждением// Компоненты и технологии. – 2004. – Вып.8. – с.190
4. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Мультипроцессорная система управления многосекционным вентильно-индукторным электро-

приводом // Труды XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты». Г. Алушта, -2006. С.56-57

Печ. л. Тираж Заказ

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

На правах рукописи

Жарков Александр Александрович

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ И МИКРОКОНТРОЛЛЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
д.т.н., доц. Козаченко В.Ф.

Москва – 2008 г.

Содержание

Введение.....6

Глава 1. Устройство, принцип действия и типы конструкций вентильных индукторных двигателей с независимым возбуждением.....13

1.1 Введение.....13

1.2 Базовая конструкция двухпакетного вентильного индукторного двигателя с радиально аксиальным замыканием потока.....16

1.3 Многосекционные вентильные индукторные двигатели с независимым возбуждением и компенсацией взаимных индуктивных связей между секциями.....28

Выводы по главе.....36

Глава 2. Разработка системы управления многосекционного вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением с автокоммутацией по датчику положения.....37

2.1 Структура построения силового преобразователя и информационных цепей.....38

2.2 Обоснование структуры системы управления для одной секции.....42

2.3 Система управления с многосекционными ВИД.....44

Выводы по главе.....47

Глава 3. Разработка системы векторного управления вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением.....48

3.1. Математическое описание ВИД с независимым возбуждением для системы векторного управления в осях d,q.....48

3.2. Обоснование структуры векторного управления ВИП с контуром возбуждения.....53

3.3 Работа ВИП с векторной системой управления в режиме ослабления поля.....55

3.4 Разработка и исследование прямого токового управления ВИП с НВ для расширения частотного диапазона.....58

3.4.1 Обоснование перехода на прямое токовое управление.....58

3.4.2 Структура системы прямого токового управления.....59

3.4.3 Распределение программных ресурсов контроллера.....62

3.4.4 Требования к аппаратной части при использовании алгоритмов прямого токового управления.....63

3.4.5 Испытания работы вентильного индукторного привода с системой прямого токового управления на опытном макете двигателя.....66

Выводы по главе.....72

Глава 4. Разработка специализированных аппаратных средств для реализации системы управления ВИП с НВ.....73

4.1 Разработка высокопроизводительных контроллеров для системы управления ВИП с НВ.....73

4.1.1 Обоснование выбора микропроцессорного устройства.....73

4.1.2 Требования к архитектуре контроллера для системы векторного управления.....78

4.1.3 Состав модулей, основные интерфейсы и технические данные контроллера МК13.1.....80

4.1.4 Состав модулей, основные интерфейсы и технические данные контроллера МК17.1.....83

4.2 Разработка специализированных измерителей положения ротора для ВИД с НВ.....86

4.2.1 Встраиваемый датчик положения на дискретных элементах Холла.....86

4.2.2 Встраиваемый датчик положения на аналоговых элементах Холла.....87

4.2.3 Датчики абсолютного положения с помехозащищенным интерфейсом связи.....99

4.2.4 Повышение точности измерения скорости и положения ротора с использованием фильтра Кальмана.....104

Выводы по главе.....110

Глава 5. Экспериментальные исследование ВИП с векторной системой управления на базе экспериментального ВИД с НВ ДВИ-3.....111

5.1 Введение.....111

5.2 Компьютерный автоматизированный стенд для исследований комплектных ВИП.....114

5.2.1 Силовой преобразователь для управления экспериментальными двигателями.....115

5.2.2 Структура экспериментального стенда.....116

5.3 Снятие электромагнитных параметров двигателя и сверка их с расчетными данными.....118

5.4 Исследования опытного образца двигателя ДВИ-3 в генераторном режиме работы.....120

5.5 Исследование механических потерь в опытном образце двигателя.....123

5.6 Исследования экспериментального двигателя в режиме короткого замыкания.....126

5.7 Статические механические характеристики в режиме векторного управления и энергетические показатели опытного образца.....131

5.8 Испытания опытного образца двигателя на зависимость тока возбуждения от предельного момента при последовательном включении обмотки возбуждения.....135

5.9 Тепловые испытания.....136

5.10 Исследования диапазона регулирования скорости.....138

5.11 Исследования динамических режимов работы.....140

Выводы по главе.....144

Заключение.....145

Литература.....147

Глава 1 Устройство, принцип действия и типы конструкций вентильно-индукторных двигателей с независимым возбуждением

1.1 Введение

Исторически термин индукторная машина был связан с генераторами, в которых на статоре размещалась обмотка возбуждения, а ротор выполнялся пассивным, ферромагнитным. При вращении ротора поток возбуждения модулировался зубчатой структурой ротора, которая выполняла функции индуктора. Если на пути этого потока располагалась обмотка якоря, то в ней, естественно, наводилась ЭДС – машина работала в качестве индукторного генератора (ИГ). При этом как обмотка якоря, так и обмотка возбуждения находились на статоре, а ротор был безобмоточным. Имея в виду принцип обратимости электрических машин, управляя током якоря, можно реализовать двигательный режим работы, т.е. получить индукторный двигатель (ИД) [1, 20].

Современные индукторные электрические машины (ИМ) могут быть трех типов: с самовозбуждением за счет постоянной составляющей тока в обмотке якоря; с независимым возбуждением, т.е. со специальной обмоткой возбуждения, расположенной на статоре; с магнитоэлектрическим возбуждением. В общем случае возможно конструирование индукторной машины с последовательным или смешанным возбуждением, как это было в коллекторном приводе постоянного тока. Это дает возможность организации в электроприводе дополнительного канала управления, расширяющего диапазон регулирования скорости в несколько раз, а также возможность создания безколлекторных аналогов известных типов коллекторных приводов постоянного тока, например, приводов с последовательным возбуждением. Известно, что подобные решения могут быть эффективны для тяговых приводов и любых других с осложненными условиями пуска. Магнитоэлектрические индукторные двигатели отличаются тем, что вместо обмотки возбуждения применяется постоянный магнит [25]. В отличие от магнитоэлектрических синхронных двигателей, он находится не на вращающемся роторе, а на статоре, имеет простую форму и не подвержен воздействию центробежных сил. Такие двигатели перспективны при относительно небольших мощностях (до 0,5 кВт), особенно для создания линейных и планарных машин. Их главная возможная область применения –

прецизионная техника, в частности лазерные технологии и гибкое автоматизированное производство.

Вентильные двигатели, в состав которых в качестве основных элементов входит инвертор, управляемый по датчику положения, и индукторная машина, далее будем называть вентильно-индукторными двигателями (ВИД). В том случае, если требуемая предельная механическая характеристика привода должна примерно соответствовать режиму работы с постоянством мощности, вентильно-индукторный привод имеет несомненные преимущества по сравнению с традиционными вентильными двигателями с постоянными магнитами на роторе. Инвертор в таком приводе может быть выполнен на меньшую установленную мощность и, соответственно, иметь меньшую стоимость.

Индукторные машины существенно дешевле машин других типов. Так, например, по проведенным предварительным оценкам ожидаемой стоимости массового производства ИМ, в сравнении с аналогичными по выходным характеристикам двигателями постоянного тока серии 4ПФ, они должны быть в 2,5-3 раза дешевле. Снижение себестоимости обеспечивается, главным образом, за счет существенного упрощения технологии изготовления машины [17, 37].

Индукторные машины имеют высокие динамические показатели (собственное предельное ускорение) благодаря малому моменту инерции ротора, и кратковременной форсировке двигателя по цепи возбуждения и току якоря.

Если оценивать индукторные машины по такому комплексному критерию эффективности, как отношение произведения мощности на диапазон регулирования при ее постоянстве **P·d**, деленное на себестоимость двигателя, то его значение по сравнению с машинами серии 4ПФ оказывается в 3,5-7 раз большим [28].

Для ИМ практически не существует ограничений по максимальной мощности, при этом они могут быть выполнены в низковольтном варианте на единицы МВт. Это достигается секционированием обмотки якоря, т.е. проектированием машины из нескольких трехфазных секций, с управлением каждой секцией от отдельного инвертора. Синхронизация работы секций автоматически достигается за счет работы элементарных электрических машин на общий вал с автокоммутацией по встроенному датчику положения. Управление всеми секциями унифицируется, причем отдельные

микропроцессорные контроллеры секций соединяются между собой сетевым интерфейсом, что обеспечивает диагностику исправности секций в реальном времени и в случае обнаружения сбоя или отказа – отключение поврежденной секции без необходимости отключения остальных секций. Таким образом, многосекционные вентильно-индукторные двигатели отличаются повышенной надежностью и живучестью [19].

Вместе с тем, индукторные машины не являются «панацеей от всех бед». При одинаковых выходных характеристиках и примерно равных моментах инерции роторов индукторная электрическая машина обладает примерно в 1,3-1,8 раза большей массой, по сравнению с магнитоэлектрической синхронной машиной. Поэтому, определяя области возможного применения этих двигателей необходимо учитывать все факторы, в том числе и условия эксплуатации. В тяжелых условиях эксплуатации именно фактор надежности является определяющим. При этом можно пойти на некоторое увеличение веса привода. Несомненным преимуществом индукторной машины является ее большая пластичность, т.е. возможность встраивания в объект. Не стоит сбрасывать со счетов и тот факт, что построить обращенную машину с постоянными магнитами на порядок труднее, чем индукторную, да и фактор стоимости имеет далеко не последнее значение.

Вентильно-индукторный привод с независимым возбуждением, можно рассматривать как перспективный для широкого класса задач – от приводов насосов до привода главного движения станков. Этот тип привода, по сравнению с вентильно-индукторными двигателями с самовозбуждением, в максимальной степени адаптирован к технологии векторного управления, способен работать в тормозных режимах и, кроме того, не требует специальных решений в области силовой части. Унификация силовой части для такого типа привода на базе хорошо отработанных в промышленности решений может удешевить привод и обеспечить сокращение сроков разработки [27, 32].

1.2 Базовая конструкция двухпакетного вентильно-индукторно двигателя с радиально-аксиальным замыканием потока

Важнейшим отличительным признаком любой индукторной машины является независимость (или почти независимость) суммарного потока возбуждения от положения ротора. При этом магнитная индукция в каждой точке рабочего зазора при вращении ротора изменяется только по величине, а её направление остаётся постоянным. Таким образом, индукция в зазоре индукторных машин имеет пульсирующий характер и содержит переменную (рабочую) и постоянную (нерабочую) составляющие. Изменение магнитного потока, сцепленного с обмоткой якоря, во времени достигается за счёт периодического изменения магнитного сопротивления контура замыкания потока, создаваемого обмоткой возбуждения, при вращении зубчатого безобмоточного ротора.

Достоинствами индукторных машин являются бесконтактность, простота конструкции ротора, высокая надёжность, дополнительная возможность регулирования выходных характеристик машины изменением тока возбуждения, работоспособность в сложных условиях окружающей среды и др.

Главный недостаток индукторных машин проявляется в наличии постоянной составляющей магнитного потока, которая не участвует в наведении рабочей ЭДС, но загружает магнитопровод и требует увеличения его объёма и массы по сравнению с магнитопроводом обычных синхронных машин.

Типы индукторных машин. По принципу действия индукторные машины делятся на одноимённополюсные (с аксиальным потоком), разноимённополюсные и индукторные двигатели с самовозбуждением. Последний тип машин часто называют двигателями с переменным магнитным сопротивлением (на западе SRM или синхронно-реактивными двигателями) [8]. В качестве вентильных двигателей на практике наибольшее применение нашли одноименнополюсные двигатели и индукторные машины с самовозбуждением.

В одноимённополюсных индукторных машинах обмотка возбуждения выполняется кольцевой и располагается либо между пакетами статора, либо у крышки индукторной машины. Основной магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, замыкается через корпус, пакет статора, рабочий воздушный зазор, втулку и, либо через вторые пакеты ротора и статора, либо через крышку. Поскольку в этом типе индукторных машин присутствует

аксиальный поток, корпус и крышка выполняется из магнитомягкой стали. Направление радиального магнитного поля в каждой точке рабочего зазора в пределах каждого пакета одинаково и неизменно, другими словами, все зубцы ротора в пределах каждого пакета имеют одинаковую магнитную полярность, чем и объясняется название машины.

Поток обмотки возбуждения в роторе разветвляется на $Ф_{макс}$, проходящий через минимальный зазор $\delta_{мин}$, и $Ф_{мин}$, проходящий через максимальный зазор $\delta_{макс}$ (рис. 1.1). Изменение зазора под статорной катушкой при вращении ротора приводит к изменению потока.

Конструктивное исполнение. По конструктивному исполнению одноименнополюсные конструкции индукторных машин разделяются на однопакетные, двухпакетные и многопакетные конструкции [7, 14, 30].

У однопакетных индукторных машин (рис.1.1) магнитный поток, пройдя через пакеты статора и ротора, замыкается через крышку машины.

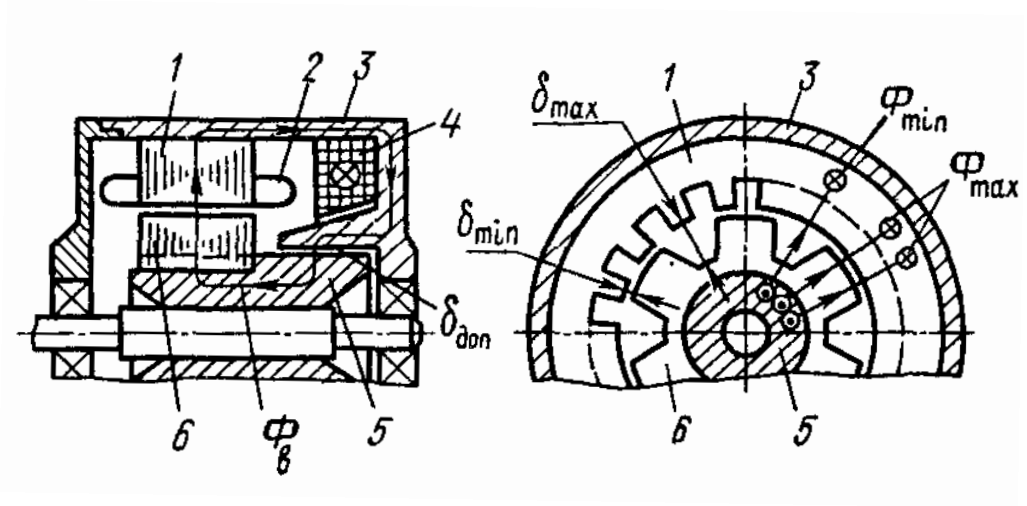


Рис. 1.1 Однопакетная одноименнополюсная индукторная машина. 1 – пакеты статора, 2 – статорная обмотка, 3 – корпус, 4 – обмотка возбуждения, 5 – ротор, 6 – пакеты ротора.

Недостатком однопакетной конструкции является наличие паразитного зазора между крышкой и вращающейся втулкой. На практике однопакетные индукторные машины используются при ограничениях на аксиальную длину электродвигателя.

Названный недостаток однопакетных конструкций устраняется в двухпакетных индукторных машинах (рис.1.2). В машинах такого типа

отсутствует паразитный зазор. Магнитный поток последовательно проходит через оба пакета и, таким образом, используется дважды.

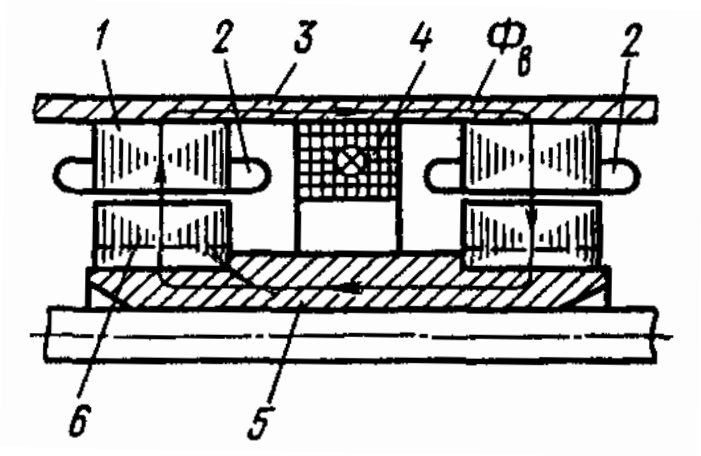


Рис. 1.2 Двухпакетная одноименнополюсная индукторная машина. 1 – пакеты статора, 2 – статорная обмотка, 3 – корпус, 4 – обмотка возбуждения, 5 – ротор, 6 – пакеты ротора.

В ряде случаев, при необходимости уменьшить момент инерции ротора или высоту оси вращения, применяются многопакетные конструкции индукторных машин (рис.1.3), представляющие собой несколько двухпакетных модулей, собранных в одном корпусе – фактически несколько элементарных машин, работающих на один общий вал.

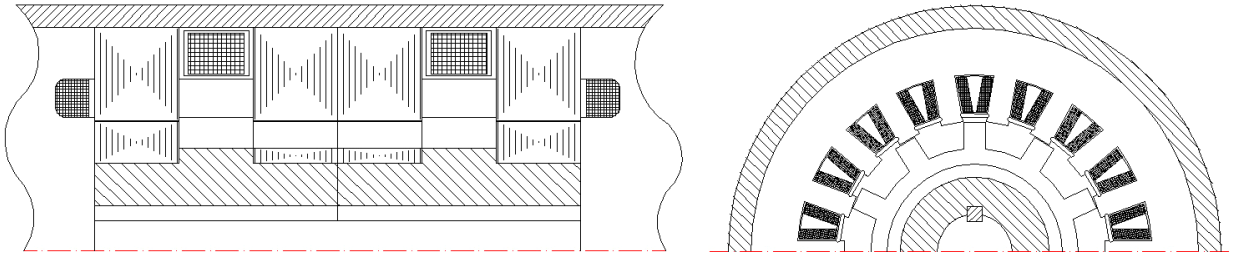


Рис.1.3 Многопакетная одноименнополюсная индукторная машина.

Внутренние пакеты таких машин получаются при этом вдвое длиннее крайних. Количество обмоток возбуждения в машинах такого типа равно числу двухпакетных модулей. Многопакетные конструкции используются в двигателях большой мощности при ограничениях на радиальные размеры. При таких требованиях длина пакета соответствующей двухпакетной конструкции становится чрезмерно большой, что приводит к неравномерности их использования по магнитному потоку и усложняет

сборку конструкции. Кроме того, для проведения магнитного потока требуется большое сечение втулки и корпуса. В многопакетной конструкции технология набора пакетов сердечников облегчается, сечения массивных участков уменьшаются, а магнитный поток через пакеты распределяется более равномерно [16,31].

Отличие от классических синхронных машин. Одним из примечательных отличий индукторных машин от классических синхронных является величина частоты ЭДС рабочей обмотки (обмотки статора), которая обуславливается частотой перемагничивания зубцов статора. В классических синхронных машинах частота ЭДС рассчитывается по известной формуле:

$$f = \frac{p \cdot n}{60}; \qquad (1.1)$$

В индукторных машинах, исходя из принципа действия, один период ЭДС соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление. Таким образом, у индукторных машин эквивалентное число пар полюсов машины оказывается равным числу зубцов ротора (выступов ротора), а частота ЭДС фазы статора определятся так:

$$f = \frac{z_r * n}{60}. \qquad (1.2)$$

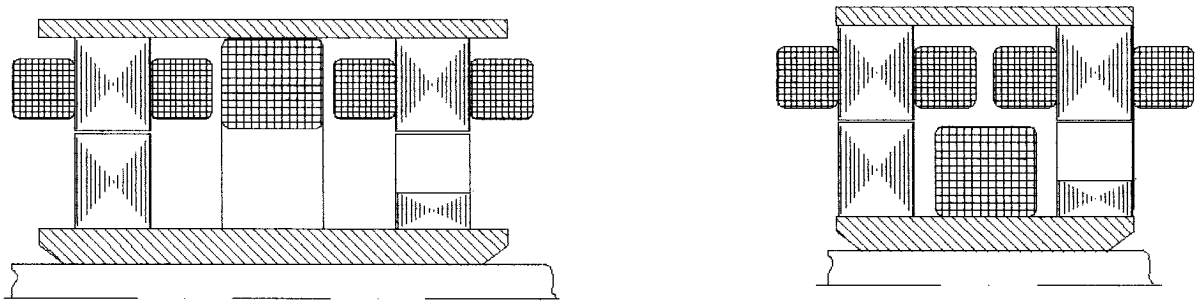
В отличие от синхронных машин с явновыраженными полюсами, у которых число пар полюсов равно половинному числу выступов, в индукторных машинах число пар полюсов равно числу выступов. Таким образом, в вентильно-индукторных приводах появляется возможность глубокого редуцирования скорости за счет увеличения числа зубцов на роторе. Это открывает широкие возможности по проектированию безредукторных двигателей, встраиваемых в машины и механизмы. В частности, возможно создание обращенных индукторных машин, встраиваемых непосредственно в колеса транспортных средств.

Как уже отмечалось ранее, в индукторных машинах имеется постоянная составляющая потока Φ_0, которая не используется, хотя и загружает магнитопровод [7, 23, 30]. Особенностью индукторных машин с независимым возбуждением является условие малого насыщения стали в

магнитной цепи машины. Если сталь насыщается и её магнитная проницаемость падает, то уменьшается разница между магнитными сопротивлениями участков с максимальными и минимальными зазорами. Если, например, сталь зубцов ротора будет полностью насыщена, то разница между радиальными участками с $\delta_{макс}$ и $\delta_{мин}$ в отношении магнитных свойств значительно уменьшается (при насыщении магнитная проницаемость стали μ будет стремиться к μ_0) и весь поток равномерно распределится по окружности якоря. Это приведет к резкому снижению электромагнитного момента. Напротив, ВИД с самовозбуждением специально проектируются из условия глубокого насыщения магнитной цепи. Только в этом случае для них можно получить высокий коэффициент электромеханического преобразования энергии.

Таким образом, ВИД с независимым возбуждением оказываются мало насыщенными, их параметры меняются незначительно, что позволяет использовать для управления ими современные методы векторного управления. ВИД с самовозбуждением оказываются глубоко насыщенными и для управления ими методы векторного управления не пригодны. Кроме того, серьезной проблемой для таких машин является организация тормозных режимов. В рамках настоящего исследования мы будем заниматься только индукторными двигателями с независимым возбуждением.

Обмотка возбуждения. В двухпакетной индукторной машине кольцевая обмотка возбуждения может быть выполнена поднятой (рис.1.4а) или опущенной (рис.1.4б).



а) б)

Рис.1.4 Варианты расположения обмотки возбуждения

Достоинством поднятой обмотки возбуждения является простота ёе установки на статор, в то время как опущенная обмотка возбуждения требует дополнительных технических решений, усложняющих конструкцию и снижающих технологичность изготовления машины [10, 15].

Поднятая обмотка возбуждения имеет больший средний диаметр по сравнению с опущенной обмоткой возбуждения, следовательно, на изготовление поднятой обмотки возбуждения требуется больше меди и, она является менее рациональной с точки зрения потерь. Кроме того, необходимость размещения обмотки возбуждения и обмотки якоря в одной области межпакетного пространства приводит к увеличению размеров двигателя.

Существуют два варианта размещения поднятой обмотки возбуждения: на уровне рабочей обмотки (рис.1.4а) и выше обмотки статора (рис.1.5).

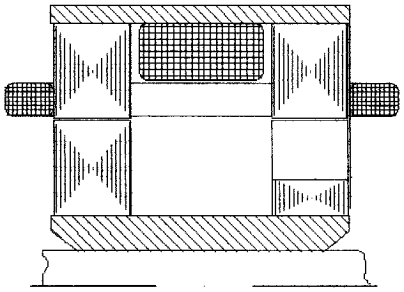


Рис.1.5 Вариант расположения обмотки возбуждения

В первом случае необходимо предусматривать дополнительное место под внутренние части лобовых вылетов обмотки якоря, что увеличивает межпакетное расстояние и, как следствие, вес массивных частей магнитопровода. Для размещения обмотки возбуждения по второму варианту увеличиваются радиальные размеры двигателя, вес машины и электрические потери в обмотке возбуждения.

В отличие от классического типа системы возбуждения, использующейся в электрических машинах, - постоянных магнитов, обмотка возбуждения менее чувствительна к динамическим нагрузкам, вибрациям и температурам. Поэтому такой двигатель больше приспособлен к работе в тяжелых условиях эксплуатации. Кроме того, при наличии обмотки возбуждения становится возможным реализация режима ослабления поля. В синхронных машинах с возбуждением от постоянных магнитов ослабление поля хотя и возможно теоретически (за счет, например, специальной

дополнительной обмотки, размагничивающей спинку статора), но технически нецелесообразно.

Рабочая обмотка (обмотка якоря). В индукторных машинах наиболее распространена зубцовая (рис.1.6) трехфазная обмотка якоря, состоящая из последовательно соединенных сосредоточенных катушек, каждая из которых устанавливается на отдельном зубце (керне) статора.

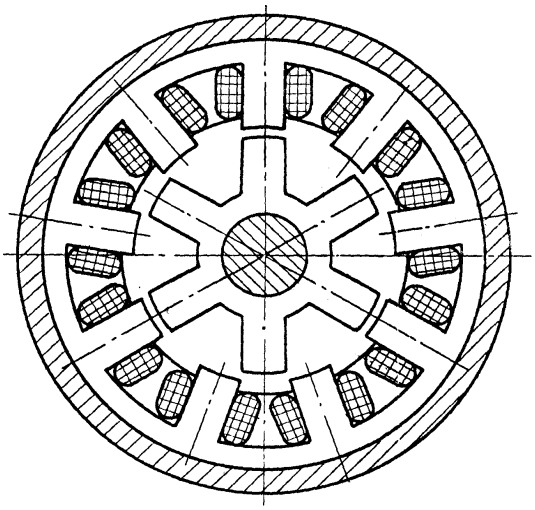


Рис. 1.6 Расположение зубцовой обмотки якоря

В этом случае получается минимальная суммарная длина лобовых частей обмотки и их вылет. Следовательно, уменьшаются аксиальные размеры машины и потери в меди. В синхронных же машинах с возбуждением от постоянных магнитов используется, как правило, многослойная распределенная обмотка с развитыми лобовыми частями, что обуславливает проигрыш этого типа машин по расходу меди и другим, связанным с этим, показателям.

Для обеспечения возможности установки катушек на статоре, пазы статора выполняются открытыми. Это уменьшает рассеяние обмотки якоря, но увеличивает пульсацию магнитного потока в роторе. Поэтому, ротор в индукторных машинах при одноименнополюсной конструкции машины также должен быть шихтованным.

Катушки рабочей обмотки могут быть установлены на оба пакета статора по отдельности (рис.1.4а и б), либо могут быть выполнены таким образом, чтобы охватывать одинаково ориентированные зубцы пакетов одновременно (рис.1.5). Второй вариант имеет преимущества по технологичности сборки и меньшему числу сборочных единиц. При

реализации такого варианта размещения обмотки якоря обмотка возбуждения может быть расположена только выше или ниже общей для обоих пакетов обмотки якоря.

Отметим, что при использовании единых катушек якоря для получения ненулевой ЭДС в катушках, требуется сдвинуть второй пакет ротора на половину зубцового деления, то есть на 180 эл. градусов.

Несмотря на указанные недостатки индукторных машин, особенности их полюсообразования приводят к тому, что при малом полюсном делении ротора ($\tau=\pi D/p$) индукторные машины начинают выигрывать по удельно-массовым показателям у обычных синхронных машин. Кроме того, их применение обуславливается простотой и технологичностью конструкции (отсутствуют обмотки и магниты на роторе), бесконтактностью, возможностью регулирования магнитного потока и низкой стоимостью.

На рис.1.7 представлена базовая конструкция двухпакетного вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением типа 9/6 (9 кернов на статоре и 6 зубцов на роторе).

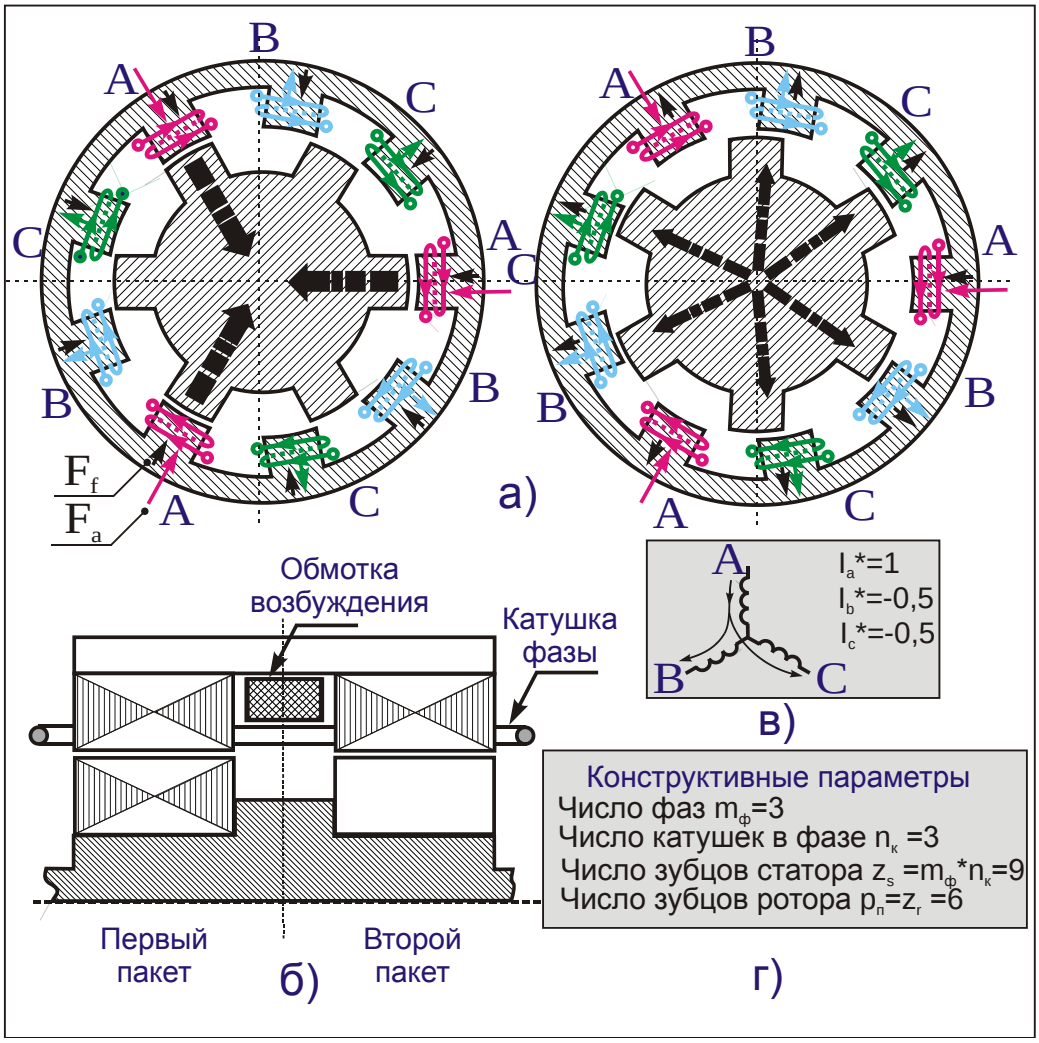


Рис. 1.7 Базовая конструкция вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением: а) Поперечный разрез машины для первого и второго пакетов; б) Продольный разрез машины; в) Токовое состояние, для которого указаны намагничивающие силы; г) Конструктивные параметры.

Двигатель имеет следующие конструктивные особенности:

- Фазные катушки сосредоточенные и охватывают одновременно оба пакета. Они просты и технологичны в изготовлении, ориентированны на автоматизированную намотку.
- Обмотка возбуждения сосредоточенная кольцевая, располагается между двумя пакетами статора, также проста и технологична в изготовлении.
- Оба пакета статора абсолютно идентичны. Пакеты ротора сдвинуты друг относительно друга на половину полюсного деления машины, т.е. на 180 эл. град.
- Каждая фазная секция состоит из $n_к$ катушек (в данном случае 3), которые соединяются между собой последовательно или параллельно. Все катушки одной фазы ориентированы одинаково относительно зубчатой структуры ротора.
- Катушки фазы В сдвинуты относительно катушек фазы А на 120 эл. град., а катушки фазы С – на 240 эл. град.
- Число пар полюсов машины определяется числом зубцов ротора $p_n=z_r$.
- Число зубцов статора определяется числом катушек на фазу и числом фаз $z_s=m_ф*n_к$.

На рис. 1.7а в качестве примера показаны направления преимущественного замыкания магнитных потоков для вектора тока статора, ориентированного вдоль оси фазы А – рис. 1.7в [22]. Упрощенная схема замещения магнитной цепи двигателя для линейной в магнитном отношении машины представлена на рис. 1.8.

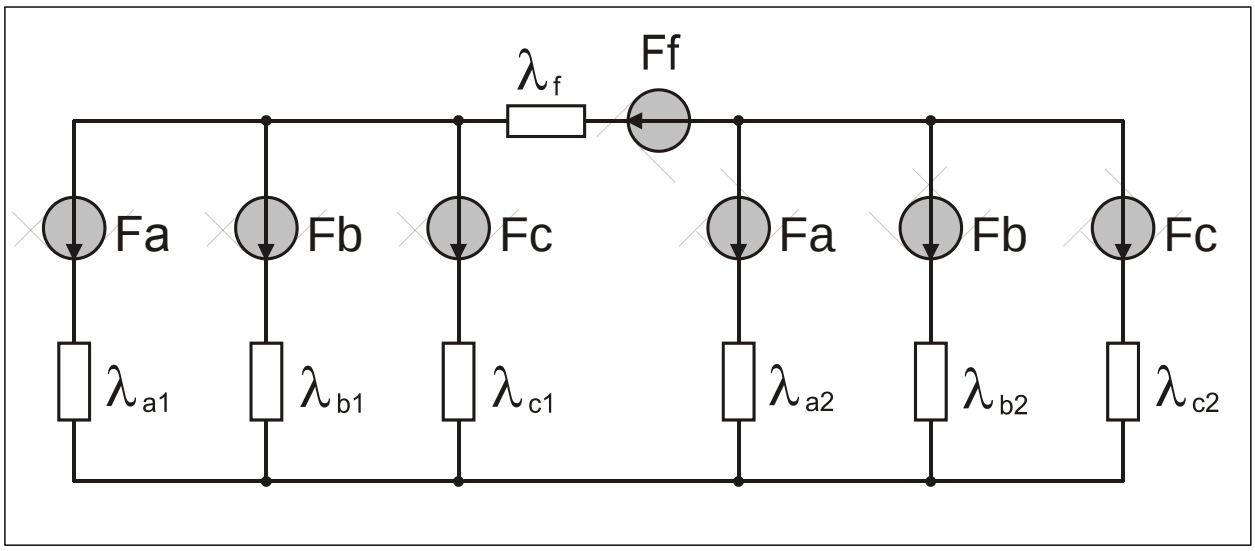


Рис. 1.8 Схема замещения магнитной цепи двухпакетного ВИД

Собственные проводимости воздушных зазоров фазных зон в зависимости от электрического положения ротора двигателя θ определяются соотношениями:

$$\begin{cases} \lambda_{a1} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\theta; & \lambda_{a2} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos(\theta - \pi) = \lambda_0 - \lambda_1 \cos\theta; \\ \lambda_{b1} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{2\pi}{3}\right); & \lambda_{b2} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{2\pi}{3} - \pi\right) = \lambda_0 - \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{2\pi}{3}\right); \\ \lambda_{c1} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{4\pi}{3}\right); & \lambda_{c2} = \lambda_0 + \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{4\pi}{3} - \pi\right) = \lambda_0 - \lambda_1 \cos\left(\theta - \dfrac{4\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (1.3)$$

С достаточной для практических расчетов точностью магнитное сопротивление ярма статора может быть принято равным нулю ($\lambda_f = \infty$).

Особенностью схемы замещения является то, что намагничивающие силы одноименных фазных групп в первом и во втором пакетах статора одинаковы и равны общей Н.С. фазы. Из анализа схемы замещения следует:

– Суммарная проводимость контура возбуждения не зависит от положения ротора, что является отличительным признаком вентильно-индукторного двигателя. При изменении положения ротора или при изменении электрического состояния обмотки статора суммарный поток возбуждения остается неизменным, только перераспределяясь по кернам машины;
– Одновременное расположение фазных катушек над зубцовыми зонами двух пакетов ротора, сдвинутыми на 180 эл. град. обеспечивает

независимость собственных фазных индуктивностей от положения ротора (по первой гармонике);

– Поток возбуждения, сцепленный с каждой из фазных обмоток, при повороте ротора модулируется точно так же, как в обычной синхронной машине, т.е. по закону косинуса. В положении ротора, показанном на рис. 1.7а), при $\theta = 0$, взаимоиндуктивность L_{af} максимальна и положительна. При повороте ротора на 180 эл. град. поток возбуждения, сцепленный с фазой А, меняет направление – взаимоиндуктивность L_{af} максимальна по величине и отрицательна;
– В машинах базовой конструкции не удается избежать взаимоиндуктивных связей между фазными обмотками. Все взаимоиндуктивности отрицательны и не зависят от положения ротора.

Полная сводка коэффициентов само- и взаимоиндукции для двигателей базового типа приведена ниже:

$$\begin{cases} L_{ff} = w_f^2 \cdot \dfrac{3}{2}\lambda_0 = L_f = Const; \\ L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = w_s^2 \dfrac{4}{3}\lambda_0 = L_s = Const; \\ L_{ab} = L_{bc} = L_{ac} = -w_s^2 \cdot \dfrac{2}{3}\lambda_0 = -\dfrac{1}{2}L_s = Const; \\ L_{af} = w_s w_f \cdot \lambda_1 \cos\theta = L_{sf}\cos\theta; \\ L_{bf} = w_s w_f \cdot \lambda_1 \cos(\theta - \dfrac{2\pi}{3}) = L_{sf}\cos(\theta - \dfrac{2\pi}{3}); \\ L_{cf} = w_s w_f \cdot \lambda_1 \cos(\theta - \dfrac{4\pi}{3}) = L_{sf}\cos(\theta - \dfrac{4\pi}{3}), \end{cases} \qquad (1.4)$$

где: $w_a = w_b = w_c = w_s$ - числа витков фазных обмоток a, b, c (машина симметрична);

w_f - число витков обмотки возбуждения;

L_s - собственная индуктивность обмотки статора;

L_f - собственная индуктивность обмотки возбуждения;

L_{sf} - максимальная взаимоиндуктивность фазной обмотки и обмотки возбуждения.

Таким образом, двухпакетный ВИД с НВ по структуре магнитных связей подобен синхронному двигателю с неявновыраженными полюсами, за исключением дополнительных взаимных связей между фазными обмотками.

1.3 Многосекционные вентильные индукторные двигатели с независимым возбуждением и компенсацией взаимных индуктивных связей между секциями

Многосекционные ВИД требуют специальные средства компенсации взаимных индуктивных связей между фазами и подавления высших гармоник в кривых Н.С.

Один из способов решения первой задачи состоит в использовании *двойного комплекта фазных катушек* с взаимным фазовым сдвигом относительно полюсной структуры ротора на 180 эл. град. При этом катушки второго комплекта располагаются на противоположных кернах статора и создают намагничивающие силы в обратном направлении, по сравнению с катушками первого комплекта. Взаимный фазовый сдвиг двух пакетов ротора друг относительно друга сохраняется равным 180 эл. град.

Для решения второй задачи и адаптации электромеханического преобразователя к перспективным структурам цифрового векторного синусно-косинусного управления обмотка статора делается *многосекционной*. При этом катушки отдельных секций располагаются по расточке статора с пространственным сдвигом

$$\theta_{сдв} = \frac{2\pi}{n_{так} \cdot n_{сек}}, \qquad (1.5)$$

определяемым числом тактов коммутации секции в режиме безколлекторного двигателя постоянного тока $n_{так}$ и числом секций $n_{сек}$.

За счет этого:

- При независимом управлении каждой секцией двигателя от собственного инвертора в режиме автокоммутации по сигналам собственного датчика положения (режим вентильного двигателя) эквивалентное число тактов коммутации увеличивается пропорционально числу сеций

$n_{так_экв} = n_{так} \cdot n_{сек}$, что приводит к значительному снижению пульсаций электромагнитного момента двигателя – табл. 1.1 [31]

Табл. 1.1 Пульсации электромагнитного момента для многосекционных вентильно-индукторных двигателей в режиме БДПТ

Число секций	1	2	3	4
Пульсации момента, %	13,4	3,4	1,5	0,86

- Секционирование двигателя позволяет ограничить установленную мощность инвертора секции значением (до 200 кВт), реализуемым при использовании стандартной элементной базы без необходимости перехода к высоковольтной технике, что открывает перспективу создания вентильно-индукторных приводов на любые мощности, вплоть до нескольких МВт, при стандартных уровнях напряжения питания 380 В.
- Секционирование двигателя и силового преобразователя существенно повышает надежность привода, т.к. при выходе из строя одной секции (по любой причине – отказ секции, инвертора или датчика положения) остальные секции остаются в рабочем состоянии.
- При объединении одноименных обмоток секций в одну и векторном управлении двигателем пространственный сдвиг секций существенно улучшает гармонический состав электромагнитного момента, приближая ЭДС вращения двигателя к идеальной синусно-косинусной форме. Этот эффект в отличие от традиционных машин с распределенной обмоткой достигается исключительно за счет использования простых сосредоточенных катушек.
- При конструировании двигателя применима технология наращивания электромагнитного момента за счет использования нескольких элементарных машин, каждая из которых является двухпакетной. При этом фазные катушки являются общими для всех элементарных машин, а катушки обмотки возбуждения – соединяются между собой последовательно или параллельно.

Конструкция одного из вариантов двухсекционного двигателя типа 12/7 (12 кернов на статоре и 7 зубцов на роторе) показана на рис. 1.9. Каждая секция двигателя состоит из трех фаз. Фазы состоят из двух катушек, сдвинутых относительно полюсной структуры ротора на 180 эл. град. Катушки фазы В установлены со смещением относительно одноименных катушек фазы А на 120 эл. град., а катушки фазы С – на 240 эл. град. Смещение катушек второй секции относительно катушек первой секции - 30 эл. град.

Машина функционирует при: работе одной из секций от собственного инвертора (рис. 1.9 – включена секция 1); при одновременной согласованной работе обеих секций от отдельных инверторов (рис. 1.10); при объединении двух секций в одну и управлении ею от одного инвертора (рис. 1.10).

Схема замещения магнитной цепи представлена на рис. 1.11. Ее анализ позволяет сделать следующие выводы:

- Поток, создаваемой каждой из фаз двигателя в отдельной секции или фазой двигателя в объединенной секции замыкается исключительно по кернам, относящимся к катушкам данной фазы и *взаимоиндуктивность с другими фазами отсутствует* (по первой гармонике): $L_{a1,b1} = L_{b1,c1} = L_{a1,c1} = L_{a2,b2} = L_{b2,c2} = L_{a2,c2} = 0.$
- Отсутствуют взаимоиндуктивности фаз как в пределах одной секции, так и межсекционные: $L_{a1,a2} = L_{a1,b2} = L_{a1,c2} = L_{b1,a2} = L_{b1,b2} = ... = 0$. Таким образом, при управлении по обмоткам статора *элементарные машины можно считать «независимыми»*.
- Индуктивность контура возбуждения не зависит от положения ротора, а взаимоиндуктивности фазных обмоток с обмоткой возбуждения меняются от положения ротора в функции косинуса, как в классических синхронных машинах.

Сводка коэффициентов само- и взаимоиндукции для двух рассмотренных типов машин приведена в табл. 1.2.

Табл. 1.2 Сводная таблица коэффициентов само- и взаимоиндукции ВИД с независимым возбуждением

Параметр	**Тип ВИД с независимым возбуждением**			
	Односекционный 6/9	**Двухсекционный 7/12**		
		1-я секция	**2-я секция**	**Объединенная секция**
L_{ff}	$L_f = w_f^2 (3/2)\lambda_0$	$L_f = w_f^2 6\lambda_0$		
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	$L_s = w_f^2 (4/3)\lambda_0$	$L_s = w_s^2 \lambda_0$	$L_s = w_s^2 \lambda_0$	$L_s = w_s^2 2\lambda_0$
L_{af} L_{bf} L_{cf}	$L_{sf}\cos(\theta)$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$, $где\, L_{sf} = w_s w_f \lambda_1$	$L_{sf}\cos(\theta)$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$, $где\, L_{sf} = w_s w_f \lambda_1$	$L_{sf}\cos(\theta - \pi/6)$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6})$; $L_{sf}\cos(\theta - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{6})$, $где\, L_{sf} = w_s w_f \lambda_1$	$L'_{sf}\cos(\theta')$; $L'_{sf}\cos(\theta' - \frac{2\pi}{3})$; $L'_{sf}\cos(\theta' - \frac{4\pi}{3})$, $где: L'_{sf} = k w_s w_f \lambda_1$; $k = 2\cos(\pi/12) = 1{,}932$; $\theta' = \theta - \pi/12$
L_{ab}, L_{bc}, L_{ac}	$-w_s^2 (2/3)\lambda_0$	0	0	0

Как видно, с учетом смещения $\theta' = \theta - \pi/6$, параметры обеих секций идентичны. Это справедливо и для вентильно-индукторных двигателей с числом секций больше двух.

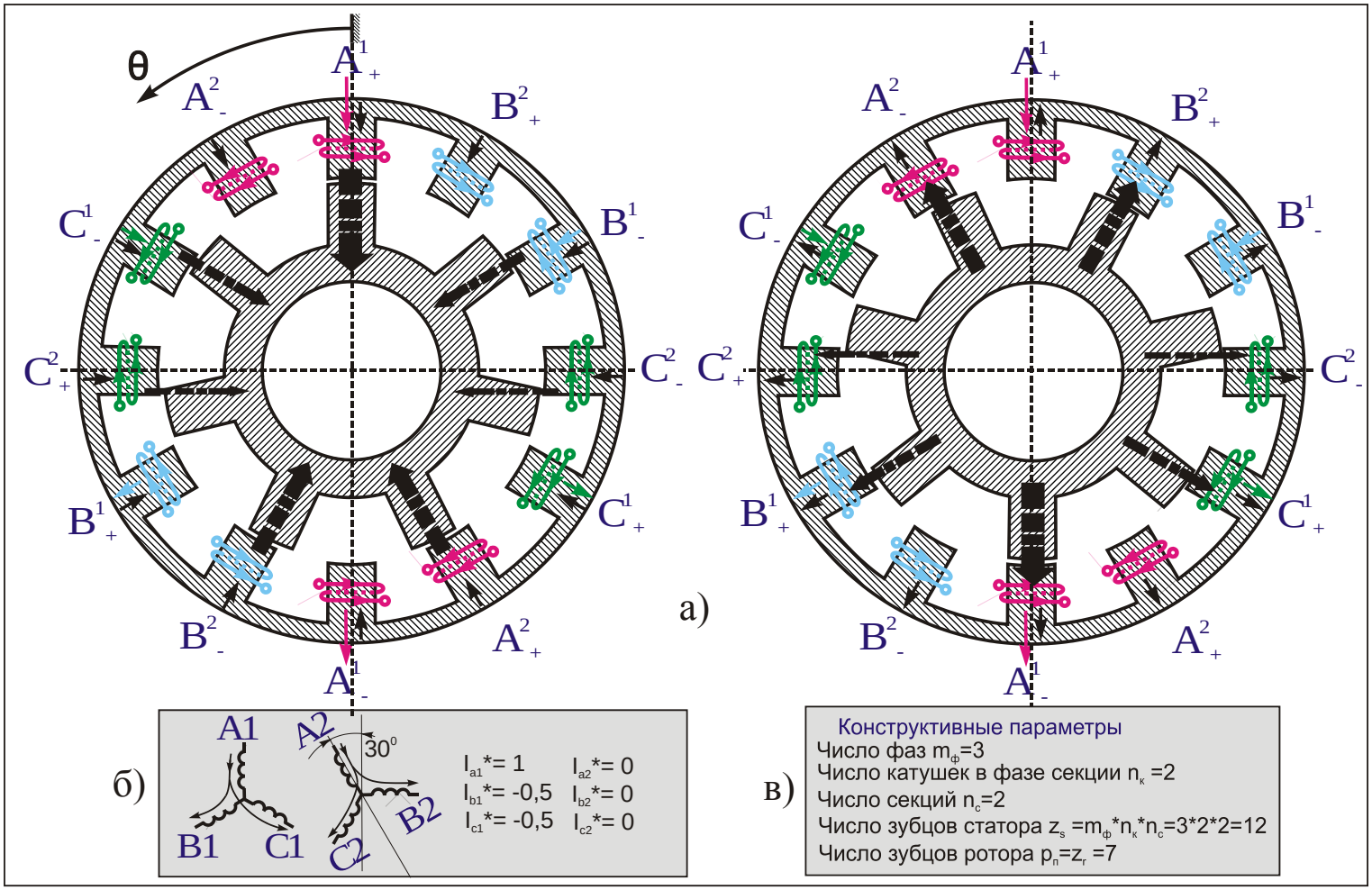


Рис. 1.9 Двухсекционный вентильно-индукторный двигатель: а) Схема расположения фазных катушек и преимущественные направления потоков при работе одной секции; б) Электрическое состояние для включенной секции 1; в) Конструктивные параметры

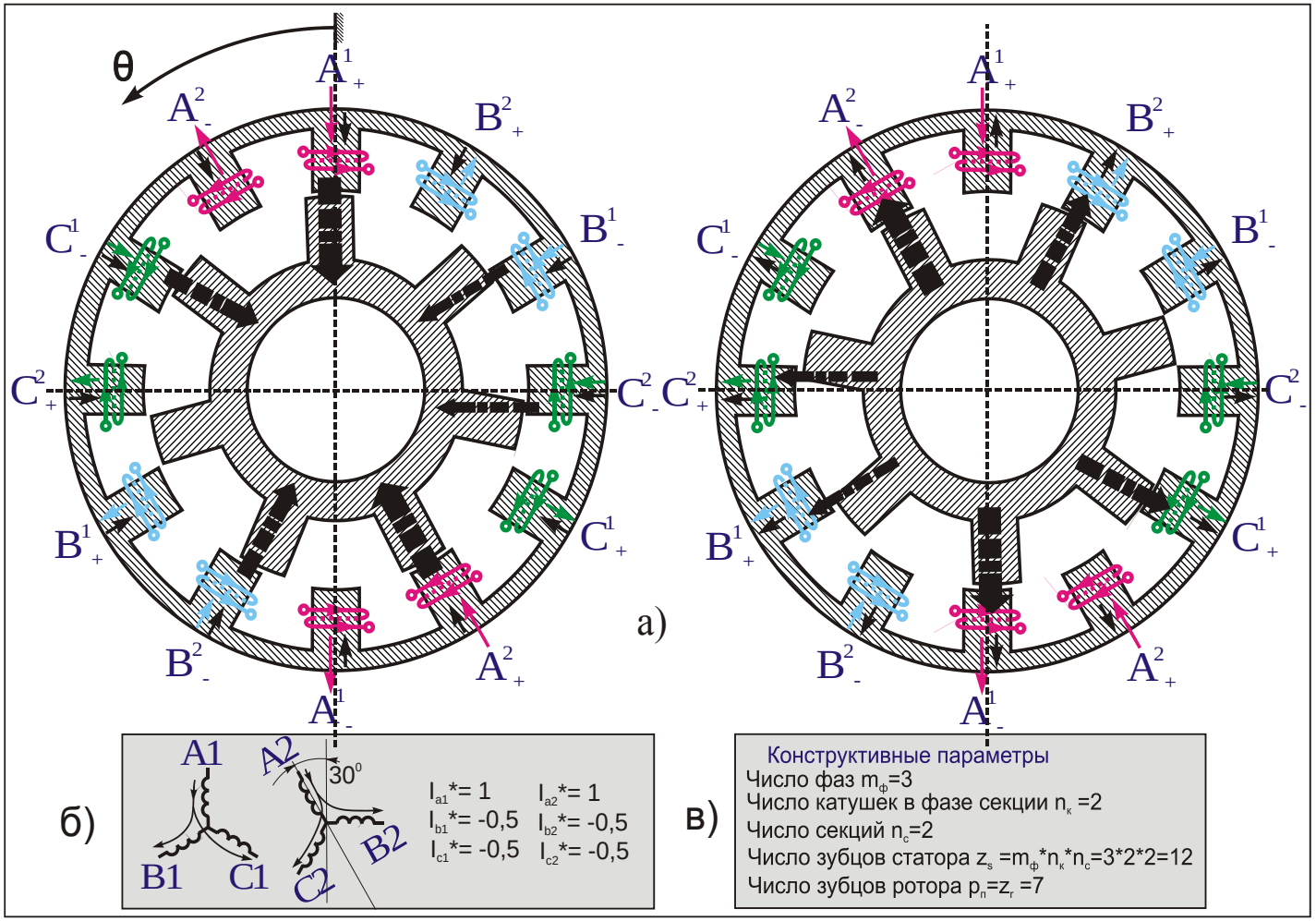


Рис. 1.10 Двухсекционный вентильно-индукторный двигатель: а) Схема расположения фазных катушек и преимущественные направления потоков при одновременной работе обеих секций; б) Электрическое состояние машины; в) Конструктивные параметры

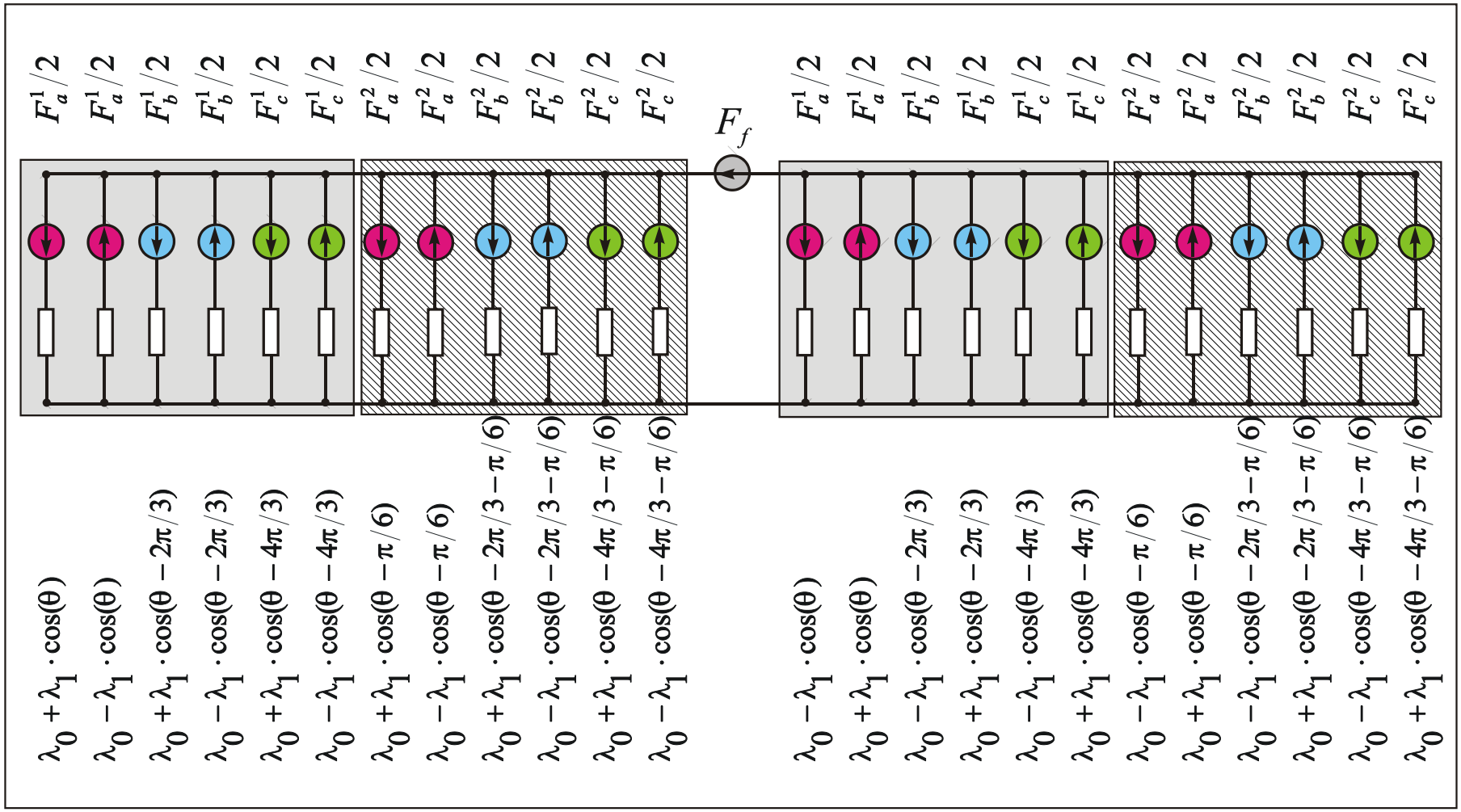


Рис. 1.11 Схема замещения магнитной цепи вентильно-индукторного двухпакетного двухсекционного двигателя 12/7

При объединении одноименных фазных катушек секций в одну индуктивность фазы увеличивается в два раза и по-прежнему не зависит от положения ротора. Взаимоиндуктивность между объединенными фазами равна нулю, а взаимоиндуктивности объединенных фаз с обмоткой возбуждения меняются по закону косинуса. Отличие коэффициента k от 2 объясняется взаимным пространственным сдвигом Н.С. двух фазных катушек на угол $\pi/6$.

Как видно из табл. 1.2, при введении для машины с объединенными фазными катушками новой точки отсчета электрического положения $\theta' = \theta - \pi/12$, совпадающей с моментом фиксации двигателя при включении объединенной фазы А, структура магнитных связей оказывается идентичной структуре магнитных связей для каждой отдельной секции машины. Тем самым подтверждается вывод о полном подобии «элементарных» машин друг другу и машине с объединенными секциями.

Выводы

1. Приведена краткая классификация типов ВИМ; в ее основу положен способ возбуждения магнитной системы индукторной машины и некоторые конструктивные особенности.
2. По совокупности ожидаемых характеристик промышленных применений и спецтехники следует выбирать в качестве базового варианта одноименнополюсную многопакетную индукторную машину с зубцовыми обмотками статора и кольцевыми обмотками возбуждения.
3. На основе схем замещения сделан существенный вывод об отсутствии магнитной связи между фазами и межсекционными соединениями. Это существенно упрощает описание ВИМ и алгоритмы управления ВИП
4. На основе анализа магнитной геометрии многосекционных ВИД и схем замещения, сделан вывод о возможности разработки унифицированных моделей, пригодных для синтеза перспективных систем управления как одной элементарной машиной (секцией), так и машиной с объединенными секциями.

Глава 2 Разработка системы управления вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением с автокоммутацией по датчику положения

Одной из задач диссертации была разработка ВИП мощностью 500 кВт для работы с вентиляторной нагрузкой. Специфика использования – работа во взрывоопасных и агрессивных средах, где требуется высокая степень надежности и резервирование по мощности. Наиболее оптимальным для данного класса задач стало использование многосекционного ВИД с НВ в котором нет межсекционных связей, причем требуемая мощность достигается суммированием мощности от всех секций. К этому следует отнести построение силовой преобразователя на низковольтной элементной базе, что выгодно отличает этот электропривод по стоимости от аналогичного высоковольтного.

В результате, для этой задачи был создан опытный образец электропривода, куда входит 3-х секционный вентильно-индукторный двигатель с независимым возбуждением во взрывозащищенном исполнении ДВИ500\3000 (рис. 2.1) номинальной скоростью вращения 3000 об/мин., а также 3-х секционный преобразователь частоты. Диапазон регулирования скорости привода не более 10:1. Использование контура управления независимой обмоткой возбуждения в режиме ослабления поля не требуется.

Для обеспечения надежности ВИП двигатель и преобразователь спроектированы с запасом по мощности, что бы при выходе из строя одной из секций, остальные исправные секции могли выдавать номинальную мощность.

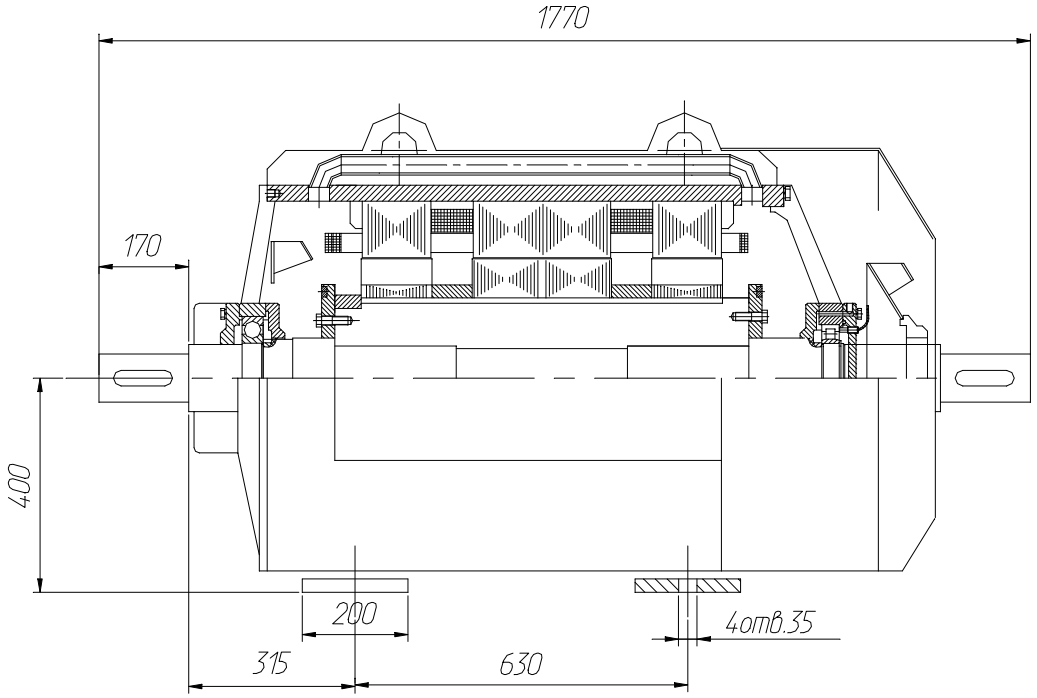


Рис. 2.1 Конструкция ВИД-500.

2.1 Структура построения силового преобразователя и информационных цепей

Разработка преобразователя частоты не входила в цели диссертации и выполнялась на каф. АЭП под руководством д.т.н. Острирова В.Н.. Преобразователи частоты являются независимыми серийными преобразователями с одинаковой выходной мощностью 160 кВт. Дополнительно в преобразователи встроены модули возбудителей (чопперы) с суммарной мощностью 20 кВт.

Вентильный режим работы или автокоммутация индукторного двигателя заключается в последовательном переключении фаз в зависимости от текущего положения ротора, поэтому в вентильных двигателях информация о положении ротора является обязательной и обеспечивается встроенным ДПР или наблюдается в бездатчиковой системе.

Рассматриваемый двигатель работает по датчику положения на дискретных элементах Холла. На один электрический оборот датчик выдает 3 логических сигнала в виде меандра, сдвинутых на 120 электрических градуса.

Для управления фазами двигателя используется разнополярная 6-тактная парная коммутация (рис. 2.2). Переключение состояния фаз осуществляется через каждые 60 электрических градусов.

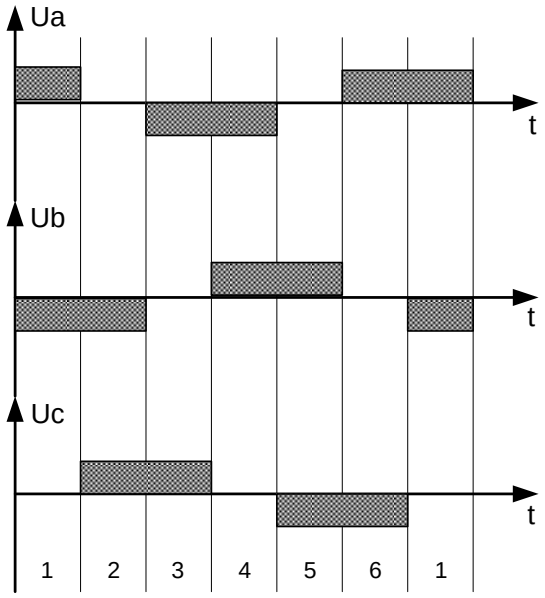


Рис. 2.2 Разнополярная 6-тактная парная коммутация

Питание вентильного индукторного двигателя осуществляется от стандартного 3-х фазного преобразователя частоты со звеном постоянного тока, предназначенного для частотно-регулируемых приводов на базе асинхронных и синхронных двигателей. Структура силового преобразователя и информационных цепей приведена на рис.2.3.

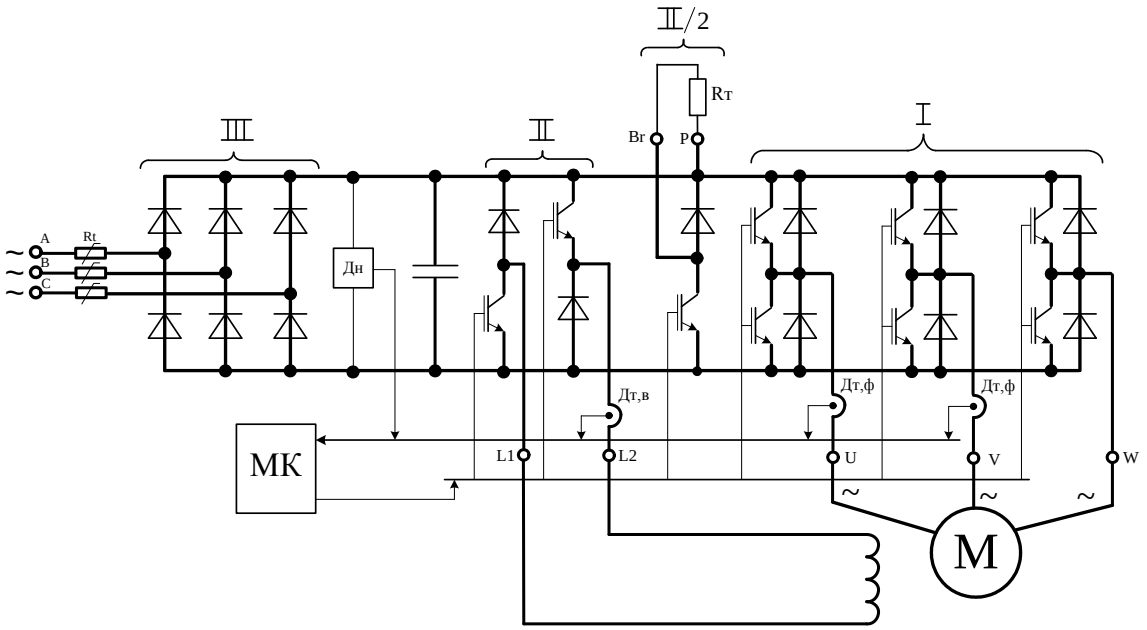


Рис. 2.3 Структура силового преобразователя и информационных цепей (I – инвертор, II – полумосты для управления ОВ и резистором приема энергии генераторного торможения, III – неуправляемы выпрямитель)

В силовую часть преобразователя входит 3-х фазный мостовой выпрямитель, питающийся от общепромышленной сети 380В. Автономный 3-х фазный инвертор напряжения построен на основе интеллектуального силового модуля 4-ого поколения с IGBT-транзисторами, работающими в режиме ШИМ. В схеме инвертора предусмотрен дискретный силовой ключ для подключения резистора приема энергии генераторного торможения [29]. В схеме управления используются датчики тока в 2 фазах двигателя для работы контура регулирования тока, а так же для реализации защит.

Блок возбудителя (БВ), питающего обмотку возбуждения (ОВ), состоит из двух дискретных полумостов, подключенных цепь звена постоянного тока. Управление возбудителем осуществляется микроконтроллером в режиме релейного переключения. Для поддержания тока в ОВ требуется один датчик тока на каждую секцию силового преобразователя. Структурная схема подключения возбудителей секций для параллельной работы представлена на рис. 2.4.

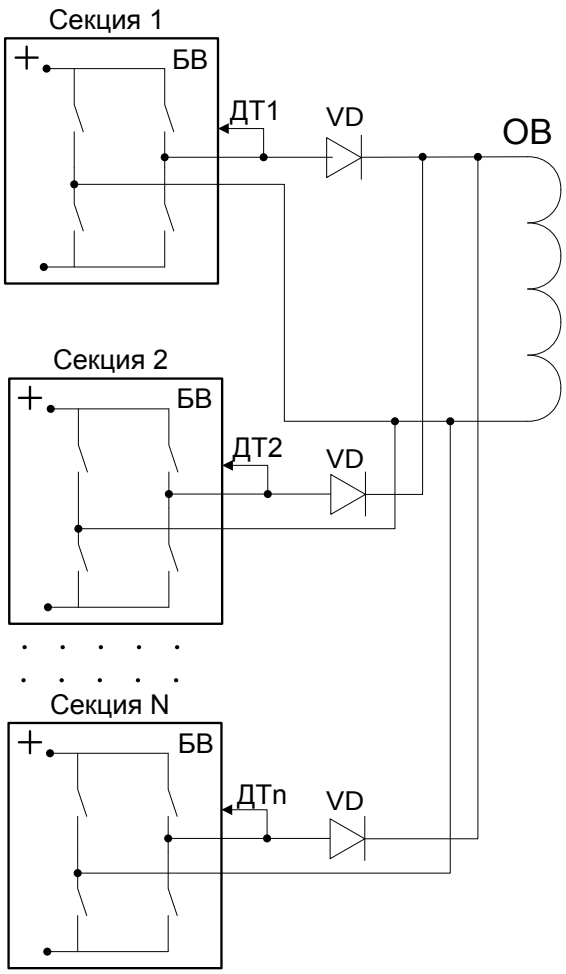


Рис. 2.4 Структурная схема параллельной работы возбудителей (БВ – блок возбудителя; ДТ – датчик тока, ОВ – обмотка возбуждения)

При параллельной работе возбудителей секций общий ток в обмотке возбуждения суммируется автоматически. Возбудитель секции поддерживает ток в своей цепи, значение которого определяется количеством подключенных секций.

Датчик напряжения установленный в звене постоянного тока используется для защит по перенапряжению и пропаданию напряжения, а также для расчета энергетических показателей при использовании датчика тока, установленного в звено.

2.2 Структура системы управления для одной секции

В процессе разработки опытного макета ПЧ нами была предложена и реализована структура управления ВИП с НВ.

Структура управления ВИП имеет 3 контура регулирования:

быстродействующий контур регулятора тока и контур регулятора скорости и независимо в структуре управления реализован контур поддержания тока в ОВ. Структура управления ВИП с НВ представлена на рис. 2.5.

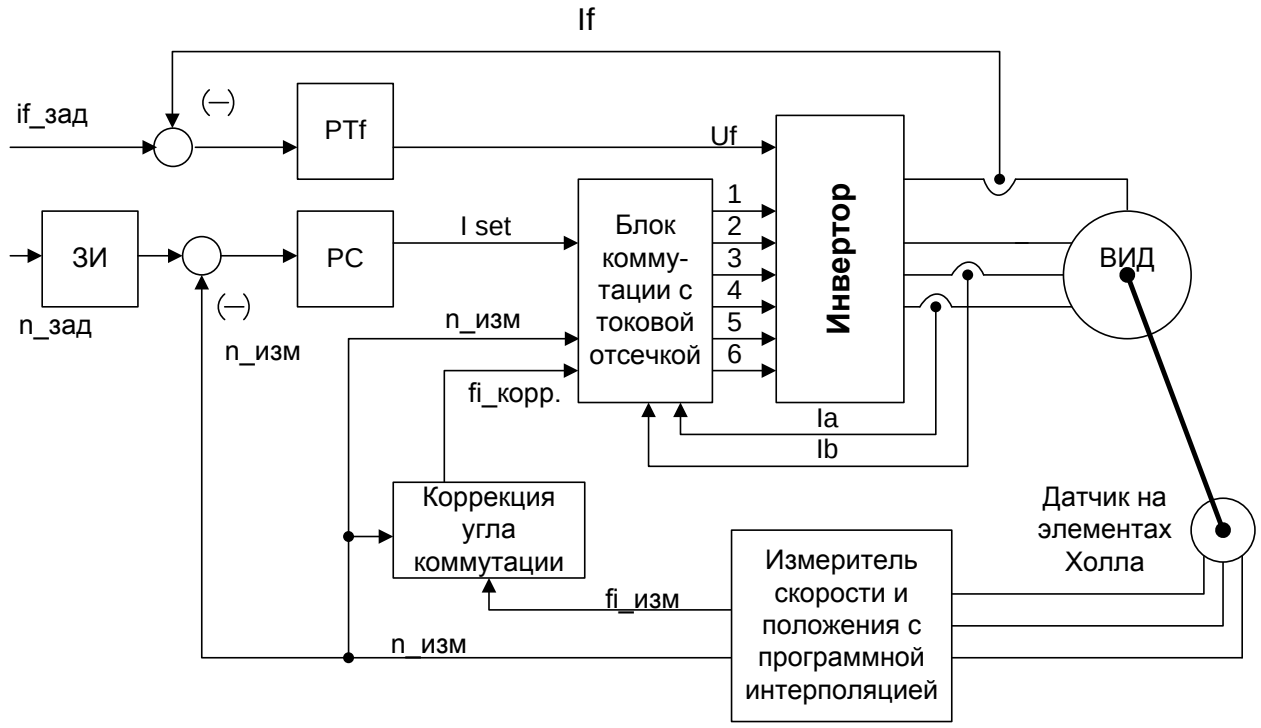


Рис. 2.5 Структура управления ВИП с НВ в режиме автокоммутации по датчику положения

Контур тока осуществляет регулирование момента и реализуется релейным способом, либо регулятором тока с ШИМ. Внешний контур скорости воздействует на задание тока и уставку токоограничения. В качестве регулятора для контура скорости используем П-регулятор, который одновременно может играть роль регулятора технологической переменной. Использование П-регулятора в структуре связано с работой системы управления в составе

многосекционного ВИП. Так как идеальной схожести электрических параметров секций двигателя и силовых преобразователей достичь невозможно, что приводит к некоторому различию механических характеристик привода. Поэтому жесткость механических характеристик ограничиваем, чтобы обеспечить равномерную загрузку секций (рис. 2.6).

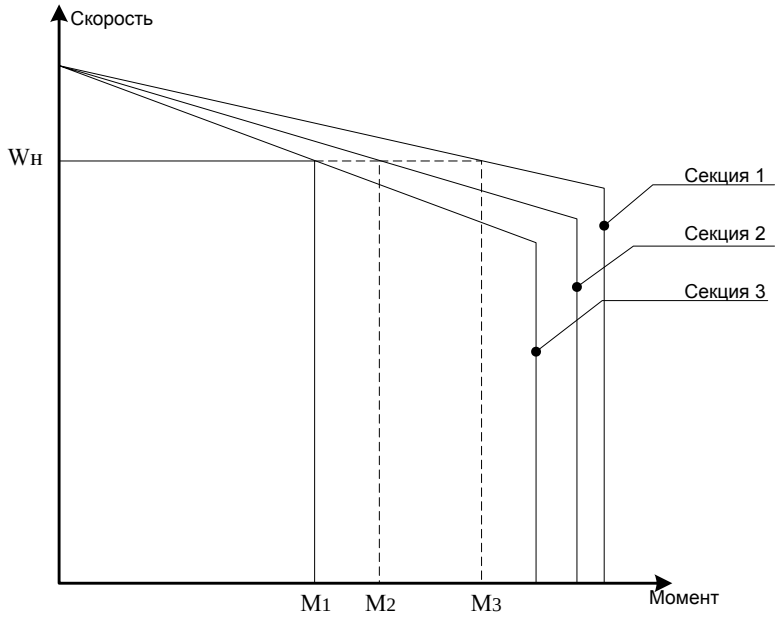


Рис. 2.6 Механические характеристики многосекционного ВИП

Для получения оптимального момента на валу двигателя в структуре управления дополнительно введена коррекция угла коммутации. Коррекция осуществляется программной добавкой в зависимости от скорости вращения к углу коммутации. Зависимость определяется экспериментально.

Использование ПИ-регулятора в контуре регулирования тока ОВ - обязательно, так как это связано с воздействием на ток ОВ реакции якоря и колебаниями напряжения в звене постоянного тока [3, 30, 34].

В режиме автокоммутации использование дискретного датчика на элементах Холла с точностью определения угла 60 электрических градусов приемлема без использования специальных программных средств интерполяции, так как

коммутация происходит через каждые 60 электрических градусов. Однако в начале настройки привода будет требоваться точная установка датчика по полюсной структуре двигателя, что не всегда представляется возможным. Поэтому в представленной структуре используется алгоритм измерения скорости и положения с программной интерполяцией, предложенный в [2]. Алгоритм позволяет повысить точность измерения угла на скоростях выше 300 об/мин, до 1%.

2.3 Система управления многосекционными ВИД

Структура привода многосекционной машины представлена на рис. 2.7. ВИП состоит из 3-х силовых преобразователей, которые управляют каждый своей секцией двигателя, а так же работают на общую обмотку возбуждения [21, 29].

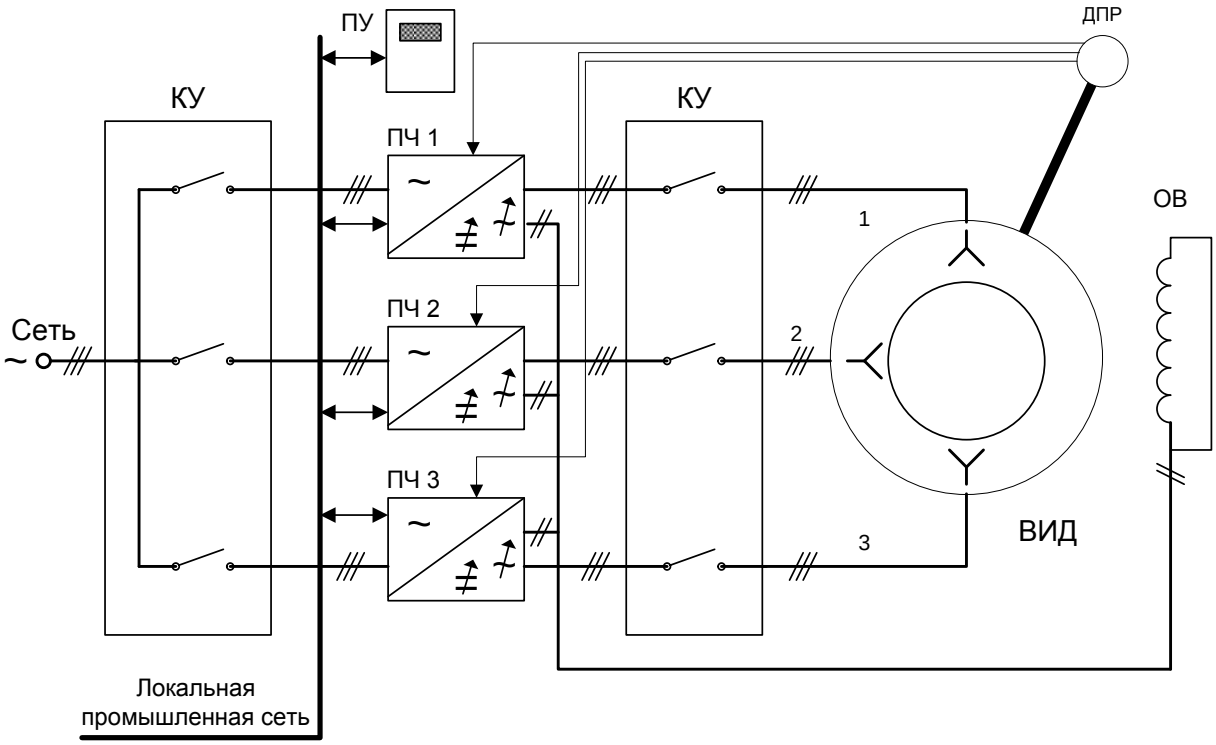


Рис. 2.7 Структура ВИП многосекционной машины

Для повышения эксплутационных свойств секций, питание каждой секции и подключение к двигателю осуществляется через коммутационные устройства (КУ), которые по необходимости осуществляют полный электрический разрыв. Возможность разъединения силового преобразователя от фидера и двигателя

позволяет: производить замену одной секции при работающем приводе, отдельную наладку каждой секции привода, а так же исключить аварийные режимы работы ВИП при выходе из строя одного силового преобразователя или одной секции двигателя.

На каждый силовой преобразователь приходит сигнал с датчика положения ротора, который интегрирован на общий вал двигателя. По существу встроенный датчик состоит из 3-х независимых датчиков положения на элементах Холла, сдвинутых друг относительно друга на 120 град.

Контроллеры секций объединены между собой по локальной промышленной сети CAN с протоколом верхнего уровня CANopen [39, 40]. Локальная промышленная сеть CAN специально разработана для использования в условиях сильных промышленных помех, в процессе передачи данных приемопередатчики CAN аппаратно фильтруют ошибочные сообщения и отключают поврежденные узлы. Протокол CANopen определяет механизмы взаимодействия стандартизированных приложений для распределенных индустриальных систем автоматизации, основанных на CAN.

Для сохранения повышенной живучести в многопроцессорном ВИП создание системы управления с одним фиксированным «мастером» (устройство управления, контролирующее остальные процессорные устройства) нерационально, поэтому в системе применяется принцип «мультимастерности». В этом случае «мастером» в системе управления может стать любой контроллер секции, который последним получил команду управления или изменение задания от пульта управления (ПУ) или от промконтроллера. Остальные контроллеры секций получают периодически обновляемые данные от «мастера»: задание на частоту вращения, уставку тока обмотки возбуждения, а так же передают «мастеру» сообщения об авариях в собственном оборудовании.

В данной информационной схеме каждый контроллер секции имеет информацию о каждом активном контроллере в сети, так как любой из контроллеров может в любой момент стать «мастером».

Выводы

1. Для опытного макета ВИП обоснована 3-х секционная структура силового преобразователя состоящего из независимых мостовых инверторов.
2. Предложена структура управления ВИП с НВ, обеспечивающую автокоммутацию по датчику положения, выполненному на элементах Холла;
3. Предложена и обоснована структура управления секцией, состоящая из следующих узлов: задатчика интенсивности, для заданного темпа разгона, П-регулятора скорости, ПИ- регулятора тока, блок коррекции угла и блок коммутации с отсечкой по току, датчик выполнен на элементах Холла, данные которого обрабатываются программной интерполяцией угла.
4. Характерной особенностью системы управления ВИП является использование сетевого промышленного интерфейса связи CAN с протоколом верхнего уровня CAN-Open, который был реализован на каф. АЭП и адаптирован под серию преобразователей частоты «Универсал» [29].

Глава 3 Разработка системы векторного управления вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением

Попытки разработчиков адаптировать новые двигатели под алгоритмы прямого цифрового управления в результате привели к созданию нового поколения вентильных индукторных двигателей, которые могут работать не только в режиме автокоммутации по встроенному датчику положения, но и с векторной системой управления, получая высокие показатели по пульсациям момента и диапазону регулирования скорости.

Современный универсальный ВИП, предназначенный для широкого круга задач спец- и общепромышленной технике (станкостроение), должен обладать следующими свойствами:

- надежность;
- динамичность;
- широкий диапазон регулирования скорости;
- работа с активной нагрузкой;
- возможность 2-х зонного регулирования.

При разработке векторного управления рассматривается работы машины во всех 4-х квадрантах, причем весьма существенное значение имеет режим ослабления поля. Для обеспечения повышенных скоростей (до 9000 об/мин) ослабление поля – самый дешевый и экономичный способ без завышения мощности инвертора. Например, в станочных приводах с двигателями на редкоземельных магнитах для обеспечения высокой динамики повышают мощность инвертора, что достигается увлечением напряжения звена постоянного тока и, соответственно, увеличением мощности ключей [24, 30].

3.1 Математическое описание ВИД с НВ для системы векторного управления в осях d-q

Методы координатных и фазных преобразований для машин переменного тока [35] позволяют существенно упростить математическое описание и структуру управления и свести систему управления электропривода к системе уравнений, аналогичной электроприводу постоянного тока. В главе 1 рассмотрена

конструкция ВИД с НВ, в которой отмечены факторы, облегчающие координатные преобразования к системе d-q по сравнению с распространенными многофазными двигателями с самовозбуждением. Так же полюсная структура катушек обмотки машины проектируется так, что ЭДС вращения имеет форму близкую к синусоидальной.

Особенность векторного управления ВИП с НВ заключается в преобразовании и управлении синусоидальными мгновенными значениями токов и напряжений статора, а так же поддержание величины потока машины во вращающихся координатах d-q, жестко связанными с ротором, вращающимся синхронно с полем машины (рис. 3.1). Аппарат координатных и фазных преобразований для описания обобщенной машины в осях d-q представляет собой систему уравнений, подробно рассмотренную в [30].

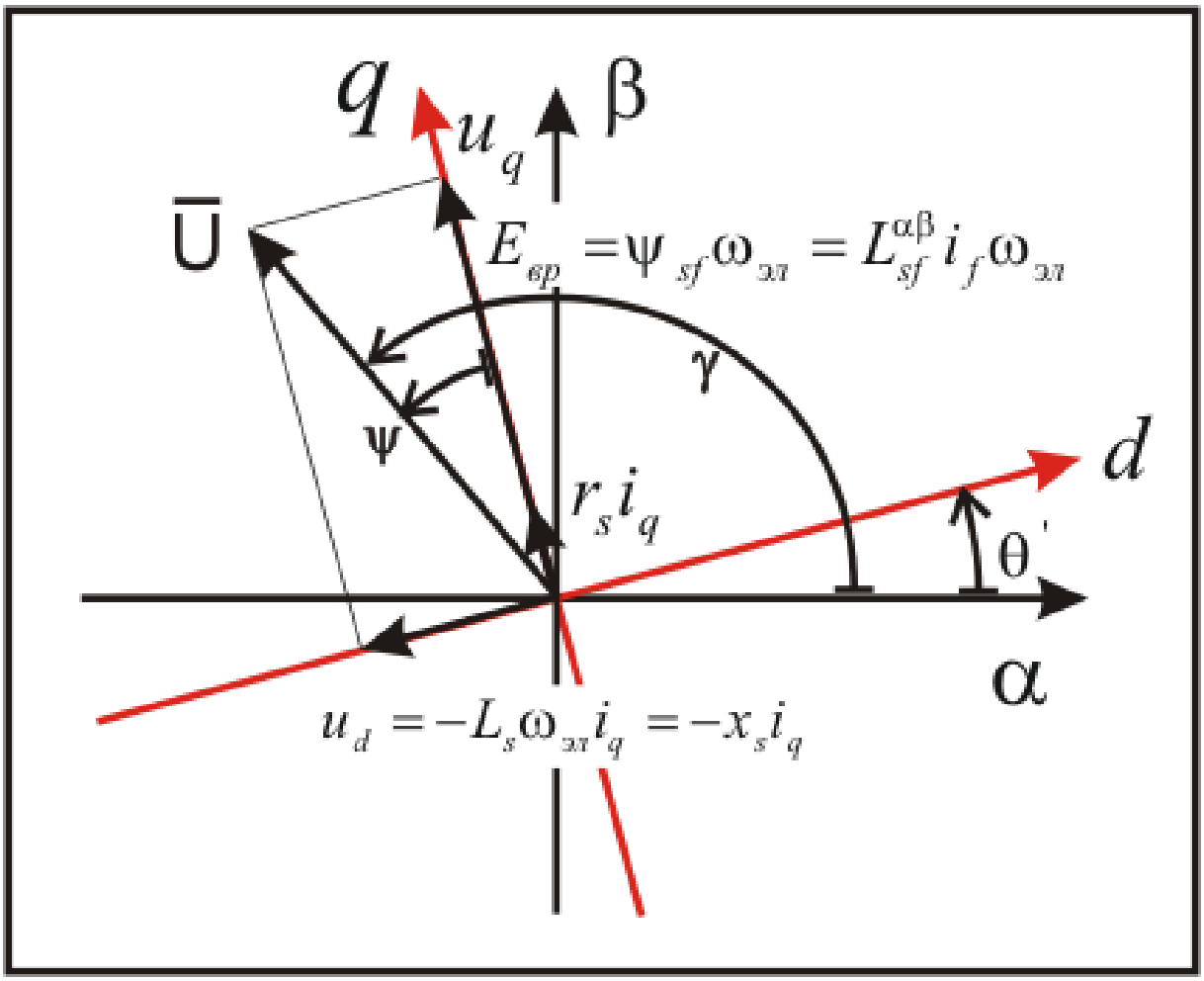


Рис. 3.1 Векторная диаграмма двигателя в d-q координатах

Уравнения ВИД приведены для скомпенсированной машины с постоянной собственной индуктивностью фазы, взаимной индуктивностью между фазой и обмоткой возбуждения и собственной индуктивностью обмотки возбуждения. В этом случае уравнения двигателя оказываются идентичными уравнениям синхронной машины.

Уравнения потоков:

$$\begin{aligned}
&\Psi_a = L_s i_a + L_{sf}\cos\Theta\cdot i_f \\
&\Psi_b = L_s i_b + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{2\pi}{3}\right)\cdot i_f \\
&\Psi_c = L_s i_\alpha + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{4\pi}{3}\right)\cdot i_f \\
&\Psi_f = L_f i_f + L_{sf}\cos\Theta\cdot i_a + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{2\pi}{3}\right)\cdot i_b + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{4\pi}{3}\right)\cdot i_c
\end{aligned}, \qquad (3.1)$$

уравнения равновесия:

$$\begin{cases}
u_a = R_s i_a + \dfrac{d\Psi_a}{dt} \\
u_b = R_s i_b + \dfrac{d\Psi_b}{dt} \\
u_c = R_s i_c + \dfrac{d\Psi_c}{dt} \\
u_f = R_f i_f + \dfrac{d\Psi_f}{dt}
\end{cases}. \qquad (3.2)$$

Синтез системы управления удобнее всего производить для двухфазной машины, поэтому необходимо воспользоваться фазными преобразованиями, полученными из условия эквивалентности мощностей:

$$\begin{bmatrix}\alpha \\ \beta\end{bmatrix} = \mathrm{k_c}\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sqrt{3}} & \dfrac{1}{\sqrt{3}}\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}a \\ b \\ c\end{bmatrix}, \text{ где } \mathrm{k_c} = \sqrt{\frac{2}{3}}. \qquad (3.3)$$

Перепишем уравнения в ортогональных осях, связанных с неподвижным статором:

$$\begin{cases}
u_\alpha = R_s i_\alpha + \dfrac{d\Psi_\alpha}{dt} \\
u_\beta = R_s i_\beta + \dfrac{d\Psi_\beta}{dt} \\
u_f = R_f i_f + \dfrac{d\Psi_f}{dt}
\end{cases}, \text{ для потоков } \begin{aligned}
&\Psi_\alpha = L_S i_\alpha + L_m\cos\Theta\cdot i_f \\
&\Psi_\beta = L_S i_\beta + L_m\sin\Theta\cdot i_f \\
&\Psi_f = L_f i_f + L_m\cos\Theta\cdot i_\alpha + L_m\sin\Theta\cdot i_\beta
\end{aligned}, \text{ где } L_m = \sqrt{\frac{3}{2}}\cdot L_{sf}. \qquad (3.4)$$

Перепишем систему уравнений в осях d-q, жестко связанных с положением ротора двигателя. В этом случае частота изменения электрических величин, связанная с вращением будет равна нулю:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + \dfrac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q \\ u_q = R_S i_q + \dfrac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d \\ u_f = R_f i_f + \dfrac{d\Psi_f}{dt} \end{cases}, \text{ где потоки машины } \begin{matrix} \Psi_d = L_S i_d + L_m i_f \\ \Psi_q = L_S i_q \\ \Psi_f = L_f i_f + L_m i_d \end{matrix} . \qquad (3.5)$$

Электромагнитный момент при этом будет равен: $M = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d = L_m \cdot i_f \cdot i_q$.(3.6)

Продифференцируем по времени уравнения потоков и подставим в уравнения равновесий:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + L_S \dfrac{di_d}{dt} + L_m \dfrac{di_f}{dt} - \omega\Psi_q \\ u_q = R_S i_q + L_S \dfrac{di_q}{dt} + \omega\Psi_d \\ u_f = R_f i_f + L_S \dfrac{di_f}{dt} + L_m \dfrac{di_d}{dt} \end{cases} . \qquad (3.7)$$

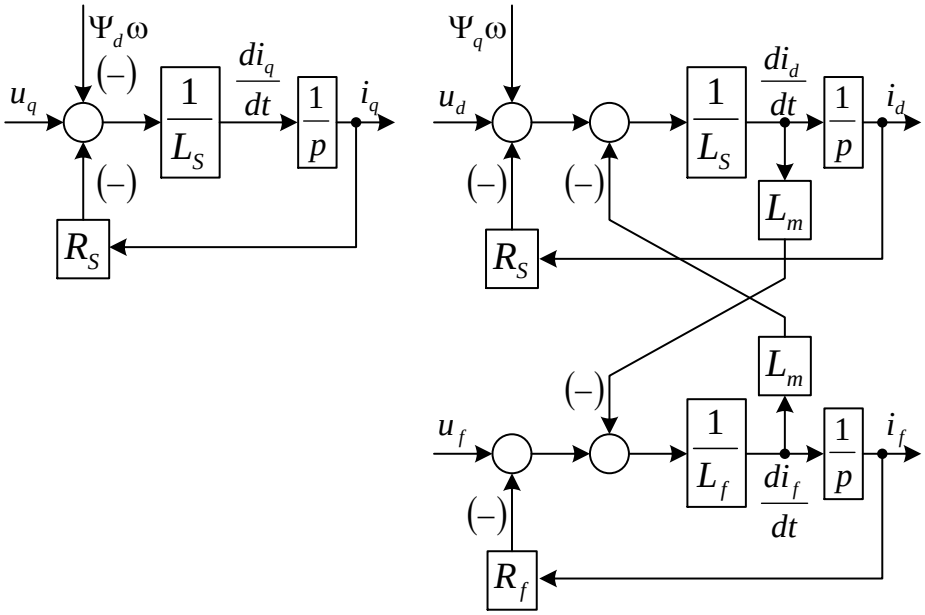


Рис.3.2 Структурная схема ВИД в осях d-q

Так как составляющая от производной тока возбуждения на взаимную индуктивность мала, то можно считать, что $L_m \dfrac{di_f}{dt} \cong 0$. В свою очередь, ток

статора по оси «d» при наличии независимого возбуждения поддерживают равным «нулю», поэтому связь $L_m \frac{di_d}{dt} \cong 0$ тоже не будем учитывать.

Уравнения и структурная схема упрощается, так как исключаются взаимные связи:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + L_S \dfrac{di_d}{dt} - \omega\Psi_q \\ u_q = R_S i_q + L_S \dfrac{di_q}{dt} + \omega\Psi_d \\ u_f = R_f i_f + L_S \dfrac{di_f}{dt} \end{cases} . \qquad (3.8)$$

Достоинствами представления ВИД с НВ в осях d-q является следующее:

- Компактность и наглядность математических уравнений;
- Параметры машины не зависят от угла положения ротора
- Момент машины пропорционален току возбуждения и одной из составляющих тока статора, что позволяет применять такое представление в системах прямого векторного управления моментом;
- Оси машины являются развязанными аналогично машине постоянного тока.

Для приведения системы уравнений к удобному для обработки микроконтроллера виду, целесообразно перейти к относительным параметрам машины, приведенным к базовым значениям [2].

Представим полученную систему уравнений в относительных единицах, взяв за базовые величины:

$$\begin{aligned} &I_{баз} = I_{ном} \\ &\omega_{баз} = \omega_{ном} \\ &\Psi_{баз} = \Psi_{f\max} \\ &M_{баз} = M_{\max} = p_n \cdot \Psi_{f\max} \cdot I_{ном} \\ &U_{баз} = I_{баз} \cdot R_{баз} \\ &R_{баз} = R_s \\ &L_{баз} = \Psi_{баз} / I_{баз} \end{aligned} \qquad (3.9)$$

Анализ уравнений равновесия показывает, что момент ВИД с НВ при питании ОВ от источника тока зависит только от поперечной составляющей тока статора q. При этом машина будет работать с оптимальным режимом работы – с максимальным моментом.

Для получения максимального момента необходимо поддержание продольной составляющей тока статора d равным нулю, и одновременно регулирование величины поперечного тока статора q, что позволяет осуществлять прямое векторное управление моментом.

3.2 Обоснование структуры векторного управления для ВИП с контуром возбуждения

По полученной математической модели можно синтезировать структуру системы управления, которая представлена на рис.3.3

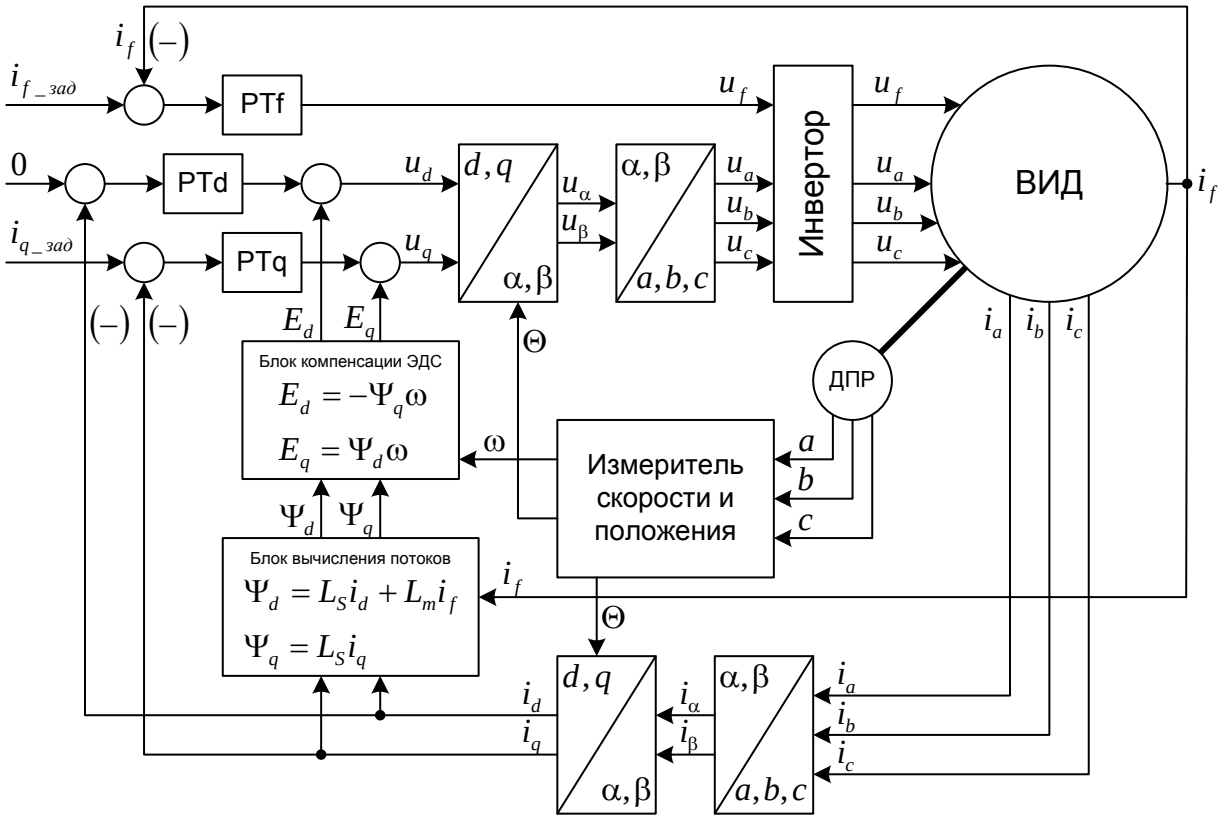


Рис.3.3 Структурная схема системы управления ВИД в осях «d-q»

В структуре присутствует три независимых регулятора токов. Ток обмотки возбуждения определяет величину потока возбуждения машины. Ток статора по оси «d» должен быть равен «нулю», так как поток создаваемый им в обмотке

статора противонаправлен потоку обмотки возбуждения и размагничивает машину. Ток статора по оси «q» определяет момент двигателя [4].

В качестве регуляторов тока можно выбрать классические ПИ-регуляторы, однако из уравнений (3.8) видно, что контура токов статора содержат возмущающие воздействия в виде ЭДС двигателя. Поэтому для исключения динамических ошибок по току в процесс разгона и торможения, целесообразно производить компенсацию ЭДС, вычисляя необходимую добавку к сигналу управления в заданном контуре, используя уравнения потоков и информацию о текущей скорости привода.

Так как расчетное значение ЭДС может отличаться от реального ввиду неточности измерения токов, положения, индуктивностей машины, то для коррекции компенсации ЭДС можно применять упрощенные (редуцированные) наблюдатели. Для этого ПИ-регуляторы тока меняются на П-регуляторы, которые соответствуют структуре фазы при отсутствии в ней активного сопротивления, что тем более справедливо для двигателей мощностью более 10 кВт, а ошибку на входе регуляторов тока использовать для корректировки коэффициента компенсации ЭДС [3, 18, 34]. Структурная схема с наблюдателем в компенсаторе ЭДС представлена на рис.3.4.

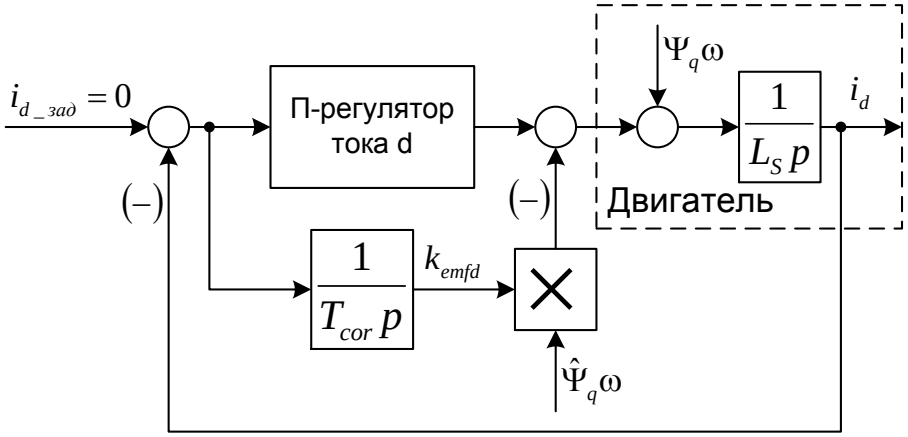


Рис.3.4. Структурная схема контура тока оси «d» с адаптивной компенсацией ЭДС

Оценка ЭДС поступает на блок умножения, где перемножается на корректирующий коэффициент, полученный путем интегрирования ошибки регулятора тока. Полученный результат добавляется в сигнал управления П-регулятора тока. Если оценка ЭДС верна, то коэффициент будет близок к «единице». Если рассогласование на входе регулятора регулярно положительное, то этот режим соответствует недокомпенсации ЭДС и степень влияния оценки ЭДС на управляющий сигнал следует увеличить. Обратно, если рассогласование регулярно отрицательное, то происходит перекомпенсация ЭДС и коэффициент коррекции необходимо уменьшить.

Регуляторы токов фаз $W_{РТФ}(p)$ и обмотки возбуждения $W_{РТОВ}(p)$ синтезируются и настраиваются на технический оптимум [18].

Для синтеза регуляторов возьмем желаемую передаточную функцию:

$$W_{жел}(p)=\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)},\text{ где } T_{\mu}=T_{conv}.$$

Расчет регуляторов тока цепи ОВ:

$$W_{РТОВ}(p)=\frac{W_{жел}(p)}{W_{OP}(p)}=\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}\cdot\frac{(T_{\mu}p+1)}{U_{DC}}\cdot\frac{(T_f p+1)}{\frac{1}{R_f}}=\frac{L_f p+R_f}{2U_{DC}T_{\mu}p}=\frac{L_f}{2U_{DC}T_{\mu}}+\frac{R_f}{2U_{DC}T_{\mu}p},\quad(3.10)$$

Расчет регулятора токов фаз:

$$W_{РТФ}(p)=\frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}\cdot\frac{(T_{\mu}p+1)}{U_{DC}}\cdot\frac{L_S p}{1}=\frac{L_S}{2U_{DC}T_{\mu}}.\quad(3.11)$$

Реализация вышеприведенной структуры сделана на экспериментальном образце ВИП и проведены испытания, результаты которых отображены в главе 5.

3.3 Работа ВИП с векторной системой управления в режиме ослабления поля

Благодаря наличию независимой обмотки возбуждения ВИД имеет диапазон ослабления поля 8:1. Для нового универсального привода, помимо работы в 4-квадрантах, 2-х зонное регулирование позволяет получить высокие скорости вращения, без завышения мощности инвертора, а так же позволяет упростить механическую часть привода [18, 24].

При достижении скорости вращения выше номинальной ЭДС вращения двигателя начинает превышать напряжение, которое способен выдать преобразователь. Начиная с этого момента необходимо предпринять меры для снижения ЭДС вращения [49]. ЭДС вращения можно представить в виде двух составляющих потока перемноженных на скорость вращения ротора. Это составляющая по оси «d», которая полностью определяется через поток контура возбуждения и пропорциональна току возбуждения. Составляющая по оси «q», которая определяется током статора по соответствующей оси, задает момент двигателя. Поэтому для ограничения ЭДС необходимо ограничить ток возбуждения и ток по оси «q».

Предлагаемая методика ослабления поля двигателя анализирует задания на фазные напряжения. По сути, эти задания складываются из составляющих ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении фазы. При приближении к

максимально-реализуемому вектору напряжения, уменьшается задание на токи, создающие поле. Данный метод не требует знания точки холостого хода, не зависит от нагрузки или каких-либо параметров исполнительного двигателя, он анализирует лишь реализуемость вектора напряжения, то есть реализуемость работы системы управления в линейном режиме, для которого она была синтезирована.

Для реализации необходимо:

- определить уставку для перехода в режим ослабления поля (рекомендуется выбрать 95% от максимально возможного вектора напряжения, так как возможен режим автоколебания системы управления);
- вычислить модуль вектора напряжения, создаваемого инвертором;
- определить разность между значениями модуля вектора и его максимальным значением;
- проинтегрировать полученную разность в задание тока возбуждения.

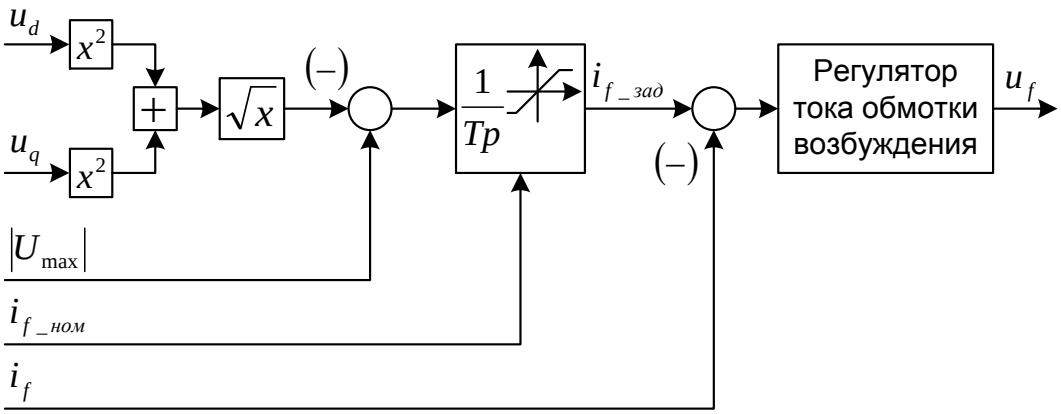


Рис.3.5. Структура вычисления оптимального тока возбуждения

Начальное значение интегратора задания тока возбуждения (рис.3.5) берется равное номинальному току. Задание на ток статора по оси «q» изменяется в соответствии с изменением задания тока возбуждения как показано на рис.3.6.

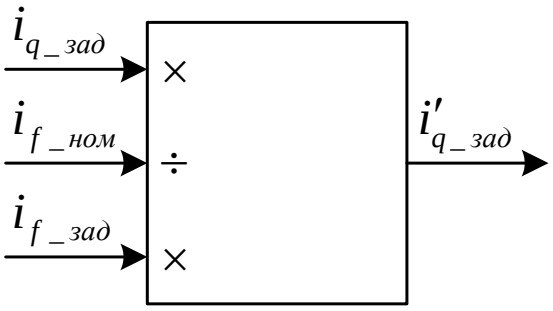


Рис.3.6. Блок вычисления задания тока статора по оси «q»

В такой системе можно получить четырехквадрантное двухзонное регулирование. Зона предельных характеристик привода показана на рис.3.7. По горизонтальной оси отложен момент, по вертикальной – скорость вращения двигателя.

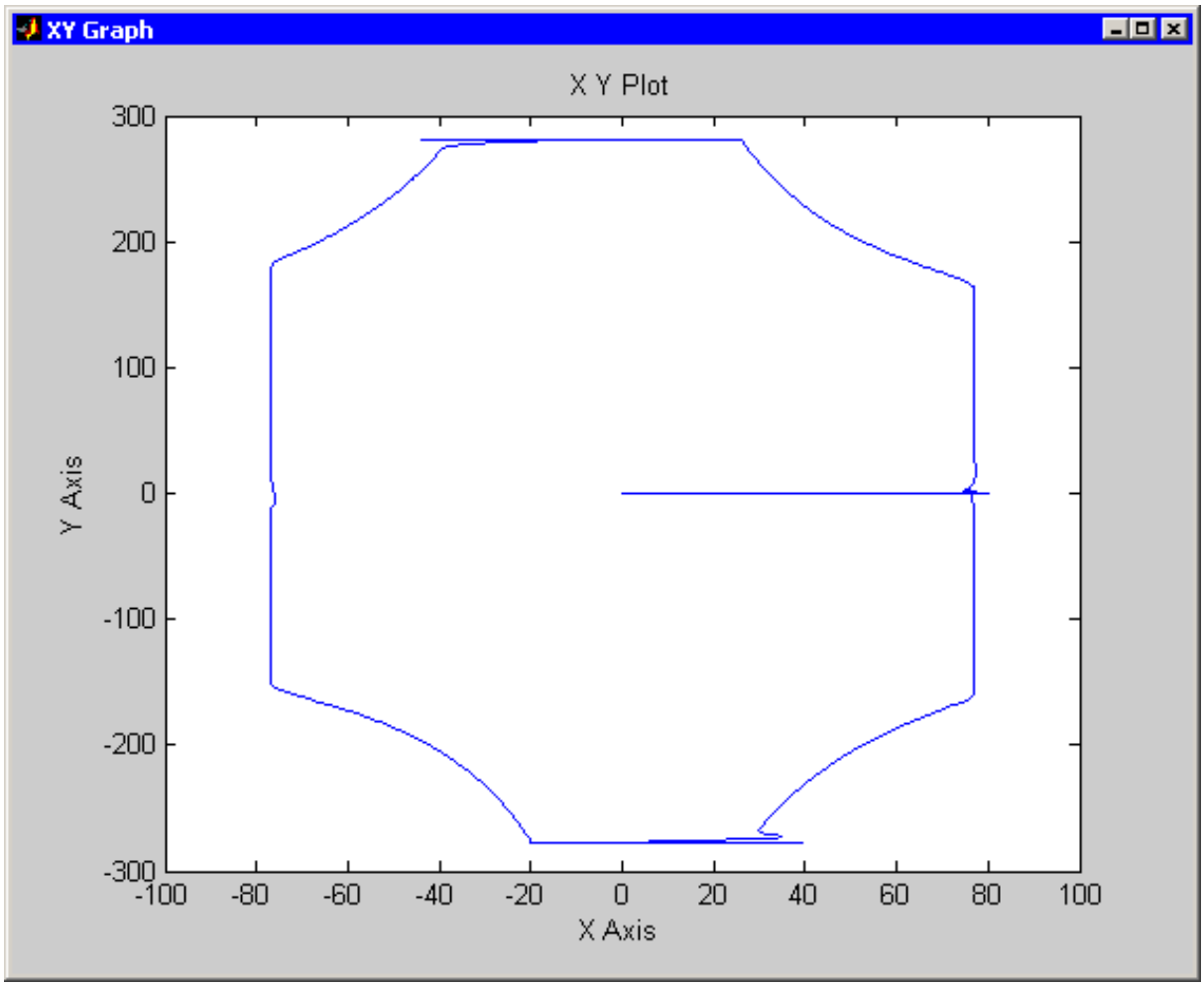


Рис.3.7 Зона предельных механических характеристик ВИД с независимым возбуждением

Векторное управление имеет отмеченные достоинства, но есть определенные минусы, связанные с проблемами в работе векторной системы управления на частотах вращения двигателя выше номинальной, что связано с ограниченной частотой переключения силовых ключей и недостаточным быстродействием системы управления. Одним из решений проблемы может стать переход (на скоростях выше номинальной) к прямому токовому управлению при частичном сохранении структуры векторного управления.

3.4 Разработка и исследование прямого токового управления ВИП с НВ для расширения частотного диапазона

3.4.1 Обоснование перехода на прямое токовое управление

Для реализации полноценного векторного управления требуется хорошая синусоидальность выходной ЭДС двигателя и питание статорных обмоток двигателя системой синусоидальных токов. Обычно это достигается увеличением количества пар полюсов машины, либо проектированием двигателя с распределенной статорной обмоткой, что снижает ее надежность за счет замыканий в лобовых частях обмоток (80% случаев) и увеличивает объем использованной меди (на 30%). Конструкция двигателя с распределенной статорной обмоткой проигрывает по технологичности и простоте производства нераспределенной, поэтому наиболее рациональным способом к увеличению синусоидальности ЭДС является увеличение полюсности машины, что приводит к большому редуцированию скорости. Поэтому к алгоритмам системы векторного управления и силовой электроники предъявляются повышенные требования по управлению двигателем, в частности обеспечение выходной частоты выше 400Гц.

Во многих типах приводов, таких как: вентиляторы, насосы, компрессоры, системы быстрого позиционирования - требуются высокие скорости вращения (до 8000 об/мин). Условие стабильной работы векторной системы: частота тока статора на максимальной скорости должна быть на порядок меньше чем частота широтно-импульсной модуляции инвертора напряжения. Опытным путем получено, что:

$$f_{эл}^{макс}[Гц] = p_n \cdot \frac{n^{макс}[об/мин]}{60} \le \frac{f_{ШИМ}[Гц]}{10 \div 20} \qquad (3.12)$$

Например, при проектировании двигателя на 10 полюсов и частоте ШИМ 5кГц, максимальная выходная скорость вала двигателя, при которой возможна стабильная работа будет составлять 1500 об/мин.

Для обеспечения хорошей синусоидальности выходного напряжения и как следствие, синусоидальности тока статора, силовой преобразователь должен работать на высокой частоте переключения ключей более 20кГц. На сегодняшний день технически сложно организовать надежную работу системы векторного управления на таких частотах, что в первую очередь связано с ограничением по частоте переключения силовых ключей из-за больших динамических потерь.

Возникает проблема по реализации качественного управления данным типом двигателей на высоких скоростях с системой векторного управления. Решение проблемы может быть найдено изменением алгоритмов управления приводом или увеличением производительности системы управления с ростом допустимой частоты работы силовых ключей.

Предлагается алгоритм управления двигателем, позволяющий за счет максимального использования ресурсов быстродействия системы управления, обеспечить работу ВИП на максимальных скоростях вращения.

3.4.2 Структура системы прямого токового управления

Прямое токовое управление представляет собой алгоритм непосредственного формирования тока фаз двигателя с максимальным быстродействием системы управления. Такое решение естественным способом позволяет ограничивать максимальную частоту переключения в силовых ключей, что необходимо для ограничения потерь них. Данный алгоритм целесообразен при использовании 3-х фазных двигателей с соединением фаз в

звезду. К достоинствам релейного регулятора, помимо максимального быстродействия, следует отнести отсутствие настройки и слабую зависимость от объекта регулирования.

В силовой части системы управления используется типовая схема силового преобразователя: выпрямитель – 3-х фазный мостовой инвертор. Управляющая часть – датчики токов фаз, датчик напряжения в звене постоянного тока, а так же контроллер для управления силовыми ключами, прием аппаратных аварий, сбор данных обратных связей, связи с системой верхнего уровня. Структура подключения контроллера к силовой части идентична структуре с векторным управлением. Как и в векторной системе управления, обязательным является наличие не менее 2х датчиков тока в фазах двигателя.

Структурная схема системы управления представлена на рис.3.8

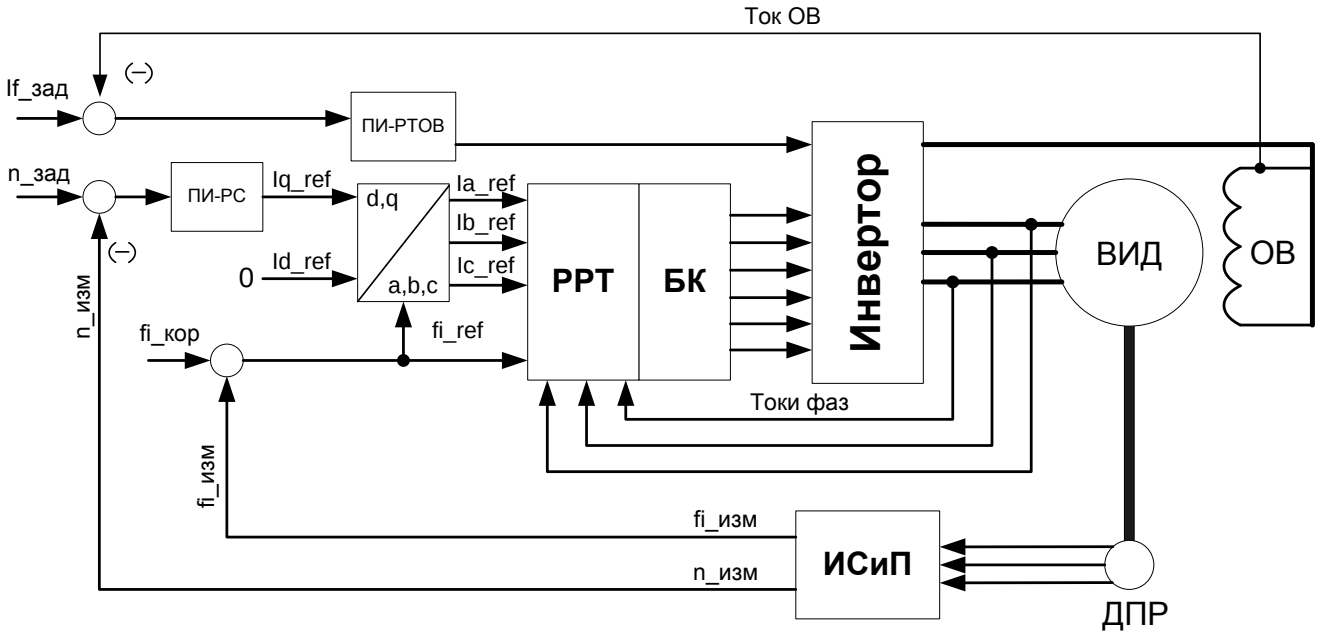


Рис. 3.8 Структура системы управления при использовании алгоритма прямого токового управления (Обозначения: РРТ – релейный регулятор тока; ИСиП –

измеритель скорости и положения; ОВ – обмотка возбуждения; БК – блок коммутации; ПИ-РТОВ – пропорционально-интегральный регулятор тока обмотки возбуждения; ПИ-РС – пропорционально-интегральный регулятор скорости; ВИД – вентильно-индукторный двигатель)

Как и в традиционном приводе, в структуре присутствуют два контура регулирования – внутренний контур регулирования тока и внешний контур регулирования скорости, что идентично системе подчиненного регулирования для двигателя постоянного тока. Внутренний контур тока реализуется только релейным регулятором тока. Внешний контур воздействует на задание токов и устанавливает границу токоограничения. В качестве регулятора скорости используется ПИ-регулятор, который, в некоторых приложениях, так же может исполнять роль регулятора технологической переменной. Работа такой системы характеризуется максимальным быстродействием [5].

По сравнению с вышеприведенной структурой векторной системы управления, регуляторы токов по осям d и q заменены одним релейным регулятором. Релейный регулятор формирует нужные токи фаз с максимальным быстродействием в зависимости от рассогласования по заданным и реальным токам, представленных в координатах a,b,c. Помимо этого токи обратных связей используются для обеспечения защит привода по перегрузке и максимальному току.

Так же как и для векторной системы используется встроенный дискретный датчик на элементах Холла с программным измерением скорости и положения с функцией интерполяции угла для повышения точности измерения. Измеренный угол, после блока интерполяции, корректируется добавлением коэффициента для компенсации задержек в системе при передаче сигналов с датчиков токов.

3.4.3 Распределение программных ресурсов контроллера

Программа системы управления состоит из 3-х частей, каждую из которых необходимо распределить по времени. Наиболее приоритетными и критичными по времени являются события получения сигналов токов фаз с АЦП, их обработка в релейном регуляторе и вызов функции блока коммутации. Второй по приоритету является работа основных событий системы управления такие как: работы внешнего регулятора скорости, регулятора тока обмотки возбуждения, обработка сигналов аварий. Третьей по приоритету является работа фоновой программы для вывода информации и связи с пользователем.

В системе используется два базовых таймера. Таймер 3 используем для тактирования прерывания по АЦ. Работа таймера 3 является наиболее приоритетной, так как на каждое прерывание следует вызов функции обработки аналоговых сигналов, автомата релейного регулятора тока фаз и блока коммутации фаз [2, 46].

Для тактирования основных событий используем таймер 1. Данный таймер работает в режиме счета вверх-вниз. Таймер 1 генерирует прерывания по периоду и по переходу через ноль. В прерывании происходит вызов процедур: расчета угла положения ротора, фильтрация данных с АЦП, проверка аппаратных защит, коммутатора ОВ, а так же функций внешнего регулятора скорости, регулятора тока ОВ и координатных преобразований d,q → a,b,c.

Прерывание измерителя скорости происходит независимо от прерываний таймеров. Приоритет прерывания измерителя скорости устанавливается меньшим, чем прерывания по АЦП и таймеру 1, так как частота следования

импульсов от датчика положения ротора гораздо меньше, чем у прерываний таймеров [2, 52, 55].

Распределение основных задач (без сервисных функций) показано на рис. 3.9.

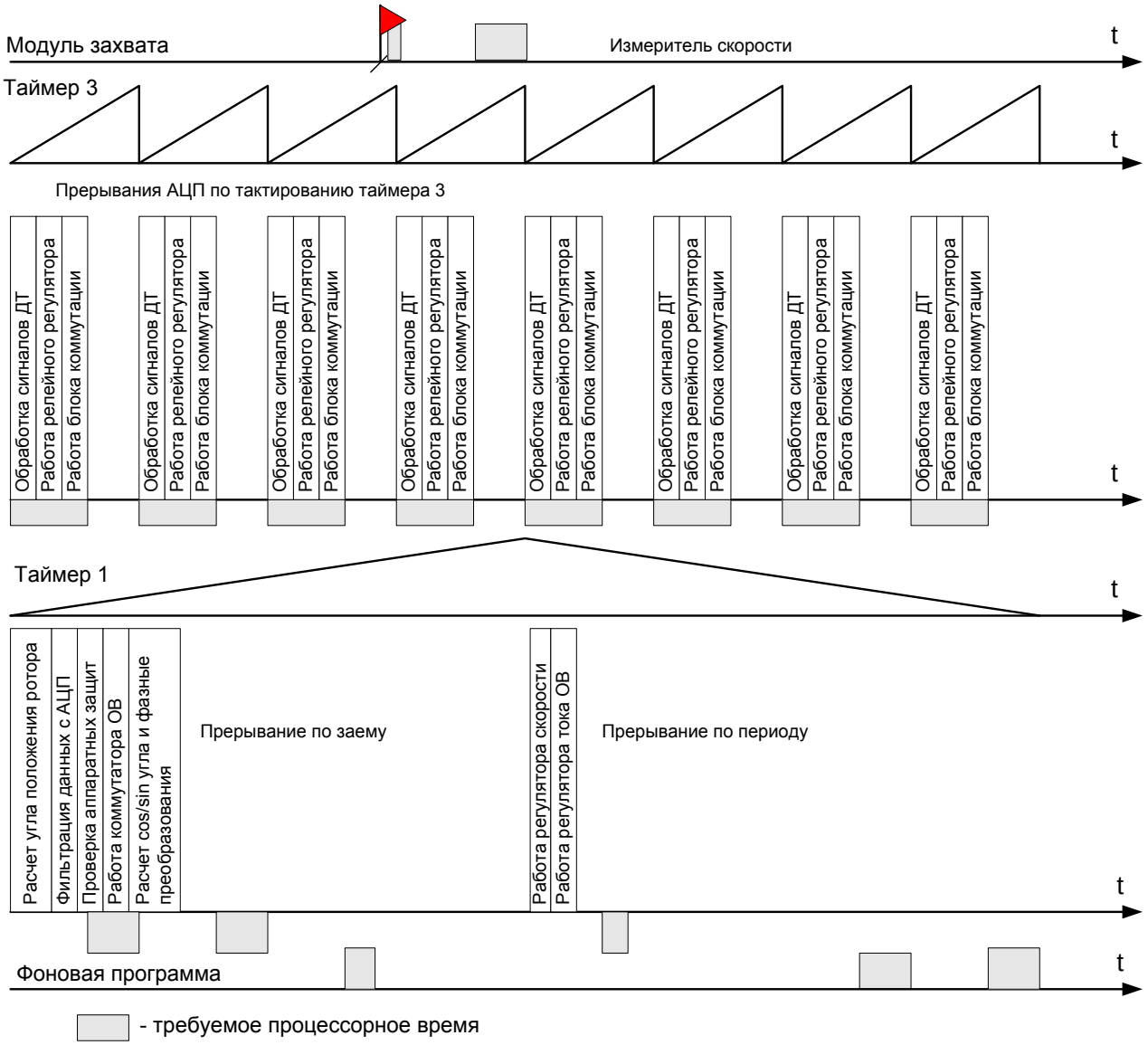


Рис. 3.9. Распределение функций программы по ресурсам процессора.

Для расчета работоспособности алгоритма управления зададимся скоростью вращения двигателя в 6000 об/мин. При 7-ми полюсном исполнении двигателя требуемая частота тока статора будет составлять 700 Гц. Разработку системы прямого токового управления производилась на контроллере МК11.3, с процессорным ядром, работающим на частоте 40 МГц, что соответствует времени выполнении одной процессорной команды 25 нс.

Для формирования хорошего качества формы тока напрямую зависит от частоты переключения силовых ключей. В большинстве, силовые ключи рассчитаны на номинальную частоту работы до 20 кГц, что связано с значительным увеличением коммутационных потерь в ключах. Исходя из этого, ограничим максимально возможную частоту коммутации ключей 10 кГц, тогда количество вызовов релейного регулятора на период при номинальной скорости вращения будет рассчитываться по формуле:

$$K_{комм} = \frac{f_{ШИМ} \cdot \delta ток.корр.}{f_{ном.двиг.}} = \frac{10000 Гц \cdot 3.4}{700 Гц} = 49 \qquad (3.13),$$

где $\delta ток.корр = \frac{\Delta ток.корр2}{\Delta ток.корр1} = \frac{5}{1.5} = 3.4$

Базовая частота вызова релейного регулятора и коммутатора рассчитывается по формуле:

$$f_{комм}^{макс}[Гц] = p_n \cdot \frac{n^{макс}[об/мин]}{60} \times K_{комм} = 700 Гц \cdot 49 = 34300 Гц \qquad (3.14)$$

Примем частоту вызова с запасом в 40 кГц, что при заданной частоте работы процессора составляет 1000 тактов или элементарных команд.

Разработанная программа коммутатора составляет 100 тактов, релейного регулятора и блока быстрой обработки аналоговых сигналов 150 тактов. В результате общее время вызова составляет 250 тактов. Таким образом, программа вызова релейного регулятора и блока коммутации укладывается с 4-кратным запасом в прерывание по АЦП, что гарантированно дает запас для

работы других программ. Поэтому можно утверждать, что, по крайней мере, если потребуется большая частота работы релейного регулятора, то существующая возможность увеличить частоту вызова релейного регулятора в 2 раза, позволит реализовать выходной ток на частоте до 1500 Гц. Однако в этом случае становятся критичными задержки в передачи сигналов с датчиков тока и частота коммутации силовых ключей. В системе управления задержки сигналов приводят к отставанию выходных значений токов и соответственно к потере момента. Компенсация задержек производится программно путем установки опережающего вектора тока q в зависимости от скорости. Причем при максимальной скорости значение угла опережения может доходить до 60 градусов.

3.4.4 Требования к аппаратной части при использовании алгоритмов прямого токового управления

В целях экспериментальной проверки предлагаемого алгоритма используется стандартный силовой преобразователь с уже встроенными датчиками тока фирмы LEM типа LT100-P, то изменения в управляющей части коснуться только контроллера и подвода сигналов от датчика. Частота пропускания датчика тока LT100-P – 150 кГц, что является достаточным для работы системы, однако при добавлении задержек по времени на линии передачи и в контроллере от паразитных емкостей, эта величина может оказаться критичной. Основной доработкой в контроллере является увеличение полосы пропускания встроенных фильтров с преобразователей уровня аналоговых сигналов приходящих с датчиков тока. Модуль обработки аналоговых входов в контроллере для приема сигналов датчиков тока имеет высокочастотный фильтр для фильтрации помех коммутации ключей на частоте ШИМ. В зависимости от требований к системе, несущая частота ШИМ может колебаться от 2.5 до 20 кГц. Поэтому при переходе на прямое токовое

управление вводы контроллера должны быть переработаны, либо использованы дополнительные входы с большей полосой пропускания, по меньшей мере, в 2 раза больше, чем частота работы вызова блока коммутации.

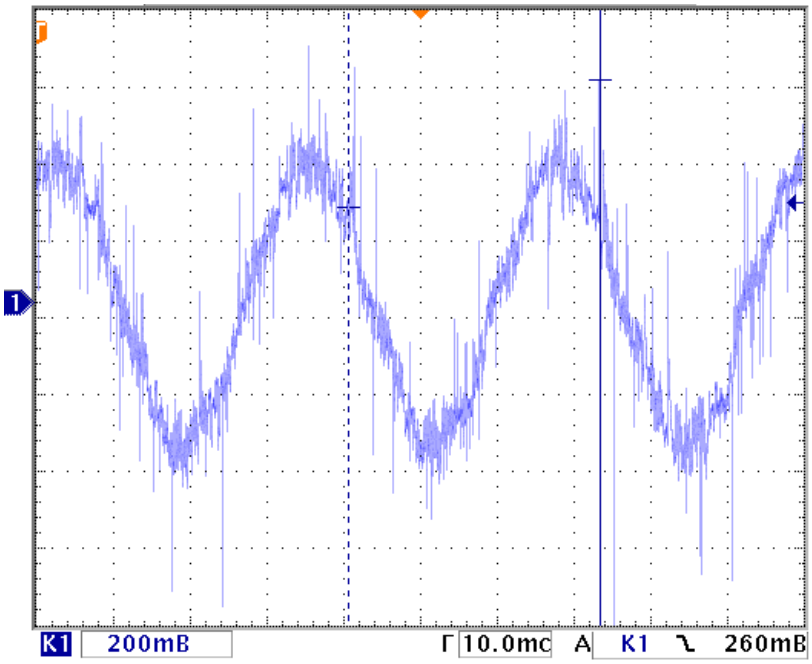
3.4.5 Испытания работы вентильного индукторного привода с системой прямого токового управления на опытном макете двигателя

Исследования системы прямого токового управления (ПТУ) были проведены на опытном макете двигателя ДВИ-3. Параметры двигателя приведены в главе 5.

Целью исследований стало определение правильности работы системы прямого токового управления, выявление особенностей работы ВИП при использовании алгоритмов релейного регулятора тока, качества формирования тока при работе двигателя на скоростях выше номинальной. Для оценки качества воспроизведения токов использовался АД, так как АД обладает большей собственной индуктивностью фазы.

Релейный регулятор имеет двойной токовый коридор. Первый коридор тока определяет зону поддержания заданного тока, второй определяет переход в генераторный режим.

Эксперимент 1 состоял в проверке работоспособности системы управления на АД и сопоставления работы системы управления на двух типах двигателя АД и ВИД (см. рис. 3.10).



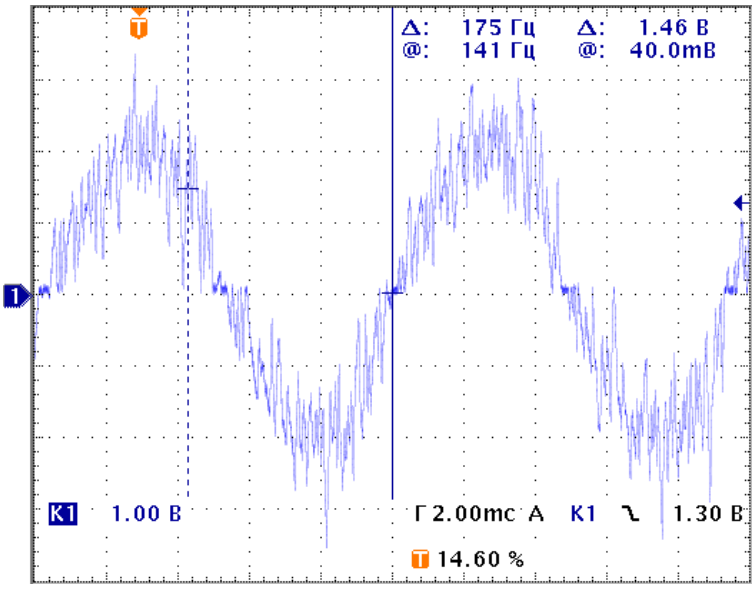


Рис. 3.10 Осциллограммы формирования тока фазе при работе системы управления на АД (а) и ВИД (б).

Ток задавался по оси d номинальным и равным 5А, а ток по оси q держался равным нулю. В системе производился разворот тока с частотой 30 Гц для АД и

100 Гц для ВИД. Результат показал, что при работе с АД, ток имеет синусоидальную форму с погрешностью отклонения от задания не более 10% при уставке 1 токового коридора – 0,025 Іном и уставке 2 токового коридора 0.1 Іном. Формирование тока производилось без переключений в генераторный режим. При работе системы с ВИД и уставках 1 токового коридора – 0.25 Іном, второго - 0.2 Іном, наблюдалась работа с переключениями через генераторный режим. Данные отличия ВИД от АД связаны с много меньшей собственной индуктивностью фаз. В результате возникает дилемма формирования качественного тока в ВИД или уменьшение количества коммутации силовых ключей.

Эксперимент 2 состоял в определении влияния на формирования токов в фазе от величин токовых коридоров при номинальной скорости вращения равной 3000 об/мин. (см. рис. 3.11).

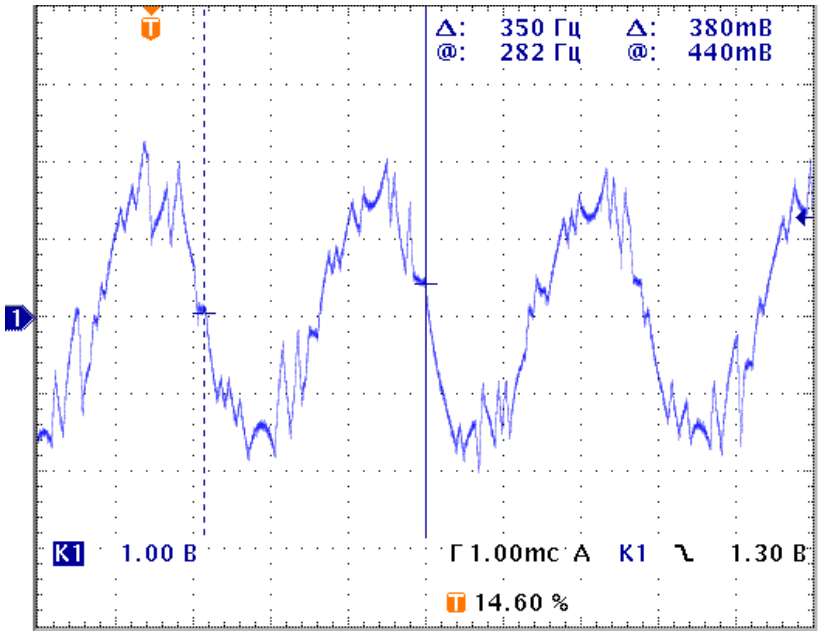


Рис. 3.11 Осциллограммы тока в фазе ВИД при первом токовом коридоре 0,05 Inom, втором токовом коридоре 0,15 Inom

Задания различных токовых коридоров показали, что при увеличении второго токового коридора до 0.4 Inom, наблюдался неконтролируемый рост тока, что на низких скоростях вызывает срабатывание защит по максимальному току. При уменьшении величины второго коридора до 0.05 Inom и соответственно уменьшении величины первого до 0.01 Inom, происходило увеличение частоты переключений силовых ключей до 9 кГц. Данная частота укладывается в рамки допустимых частот переключений, но при больших мощностях привода может быть критичной для коммутации силовых ключей.

Возможным недостатком алгоритма прямого токового управления – это работа силового преобразователя на частотах восприятия человеком, что может накладывать ограничения на места использования данной системы управления, так как при работе данной системы управления частота переключений ключей соответствует 3 – 9 кГц, что лежит в области допустимой области слышимости нормального человека.

Эксперимент 3 состоял в проверке работоспособности системы управления на сверхвысоких скоростях (см. рис. 3.12, 3.13, 3.14)

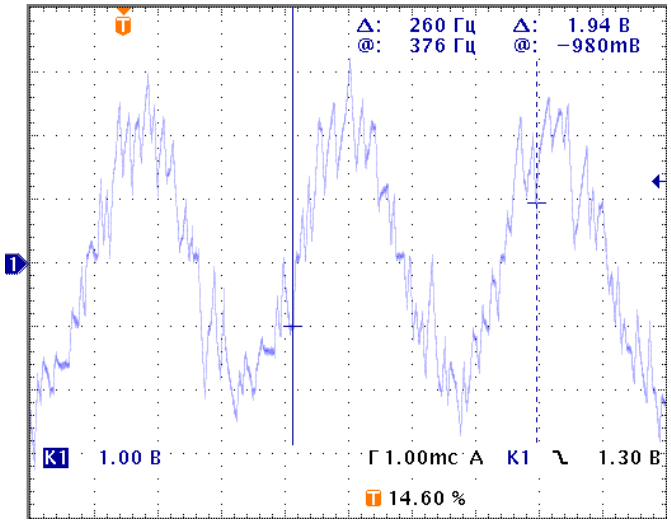


Рис. 3.12 Осциллограмма тока фазы ВИД при работе системы прямого токового управления при скорости 2500 об/мин.

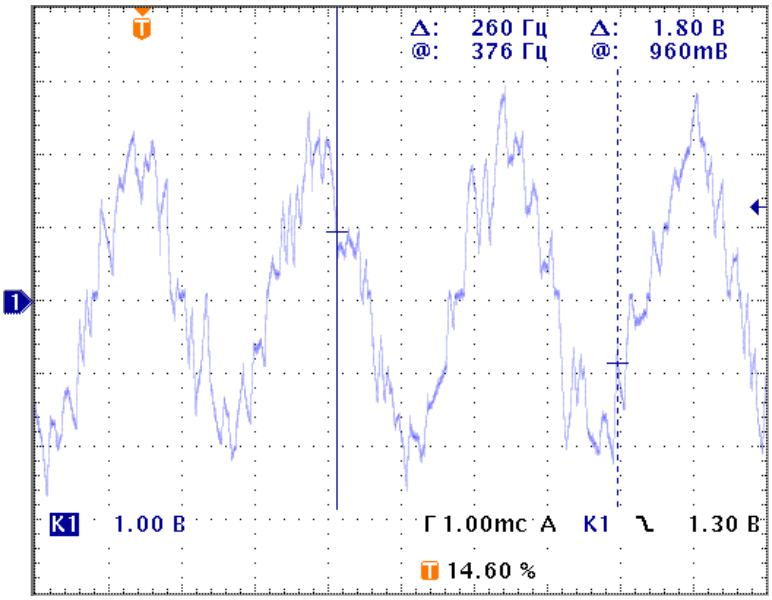


Рис. 3.13 Осциллограмма тока фазы ВИД при работе системы прямого токового управления при номинальной скорости 3000 об/мин.

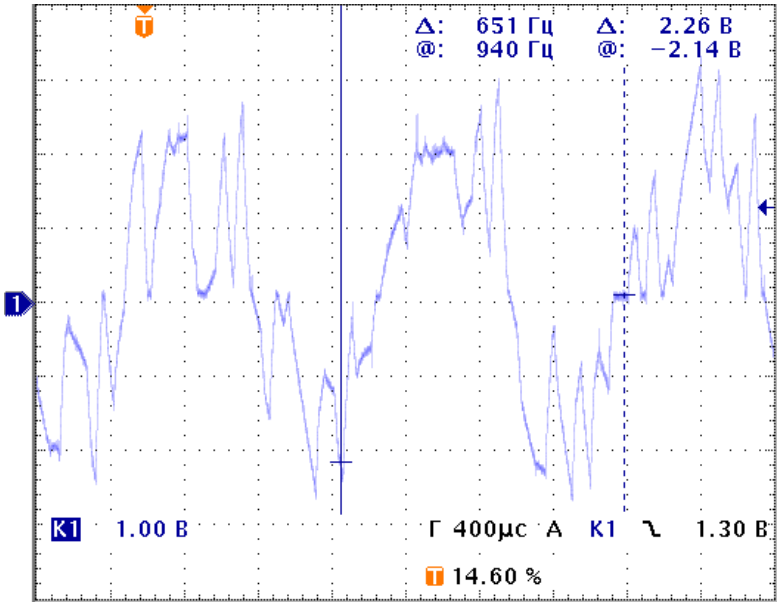


Рис. 3.14 Осциллограмма тока фазы ВИД при работе системы прямого токового управления при скорости 6300 об/мин.

При работе на сверхвысоких скоростях видно, что инвертор перестает являться источником тока и система управления автоматически переходит в режим шеститактной разнополярной коммутации по датчику положения. На осциллограмме видно, что форма тока приближается к прямоугольной.

Выводы по главе

1. Кратко представлена математическая модель ВИД с НВ в естественных координатах и переход для векторного управления в осях d-q, удобных в структуре управления;
2. Разработана оригинальная структура системы векторного управления для ВИД с НВ. Рассмотрена специфика синтеза контура тока с адаптивной компенсацией ЭДС вращения;
3. Проанализирована специфика работы ВИП в режиме ослабления потока двигателя. Предложена структура вычисления оптимального тока возбуждения и компенсация токов статора. Сформулированы условия технической реализации.
4. Подчеркнуто отличие ПТУ от ранее рассмотренной структуры. Обоснован переход на ПТУ ВИП для улучшения его регулировочных свойств на скоростях выше номинальной.
5. Представлена структура САУ при использовании алгоритма ПТУ. Даны рекомендации по использованному оборудованию (необходимость повышения точности);
6. Приведено обоснование структуры системы управления, а так же приведена оценка допустимых выходных частот
7. Предложено распределение программных ресурсов управляющего контроллера
8. Сформулированы требования к аппаратной части системы управления
9. На опытном макете двигателя ВИД-3 произведены испытания работоспособности системы ПТУ в работе на скоростях выше номинальной.

Глава 4 Разработка специализированных аппаратных средств для реализации системы управления ВИП с НВ

4.1 Разработка высокопроизводительных контроллеров для систем управления ВИП с НВ

4.1.1 Обоснование выбора микропроцессорного устройства

Для испытания предлагаемых структур управления ВИП требовалось создание мощного микропроцессорного устройства, которое отвечало требованиям по периферии и производительности.

На первом этапе для реализации векторной системы управления планировалось использовать контроллер МК11.3, разработанный на кафедре АЭП МЭИ. Контроллер содержит микроконтроллер TMS320LF2407A фирмы Texas Istruments. Микроконтроллер состоит в семействе ‘C2000 – специализированных микроконтроллеров с функциями “Motor Control”(управление двигателями). Котроллеры данного семейства содержат большой набор периферийных устройств для управления силовыми преобразователями, а так же устройств приема сигналов обратных связей [55].

Ядро микроконтроллера работает на частоте 40 МГц с временем выполнения команды 25 нс и имеет достаточный объемом встроенной ПЗУ 32 кСлов. Семейство ‘24xx разрабатывалось под недорогие, мало-потребляющие и высокопроизводительные устройства со специальной периферией для систем управления силовыми элементами преобразователя энергии под реализацию в однопроцессорном исполнении.

Все семейство ‘24xx имеет 2 менеджера событий, которые оптимизированы под прямое цифровое управление приводом. Менеджер событий включает: центрированную или векторную ШИМ, программный контроль мертвого времени с

защитой от сквозного тока в стойке и синхронизированную АЦП. Микроконтроллер с двумя менеджерами событий позволяет управлять несколькими силовыми инверторами одновременно, что используется для создания сложных систем привода таких, как «активный выпрямитель – инвертор – двигатель».

Однако использование данного микроконтроллера накладывает некоторые ограничение на разработчика:

1. Плохая поддержка работы с компилятором C/C++ и плохая оптимизация ассемблирования;
2. Недостаточный объем ПЗУ и ОЗУ (для микроконтроллера ‘2406);
3. Плохо поддерживаемые функции отладки и реального времени;
4. Не достаточная скорость работы процессора

Дополнительно автор столкнулся с проблемами осциллографирования внутренних параметров переменных системы управления, что необходимо при наладке и исследовании системы управления. Проблема была решена использованием дополнительной программы осциллографирования с передачей данных по последовательному каналу связи на персональный компьютер, которая использовала вычислительные мощности процессора и не позволяла получать результаты осциллографировния в реальном времени.

В это же время фирма Texas Istruments анонсировала новое поколение микроконтроллеров ‘C28x, в которых аккумулировались последние достижения в микропроцессорной технике. Система команд частично совместима с предшествующим поколением ‘24xx микроконтроллеров, что позволяет использовать уже имеющиеся программные наработки [53].

Поколение ‘C28x ориентировано на работу в среде языка программирования C/C++, поэтому удобно реализовывать не только программы систем управления периферией контроллера на языке высокого уровня, но и производить сложные математические вычисления. Такая эффективность работы процессора дает возможность не использовать второй процессор во многих системах управле-

ния, разделяя функции вычисления и управления. Новое семейство микроконтроллеров поддерживает 32 битовое АЛУ с возможным получением 64 разрядного результата, что увеличивает точность вычисления и обычно решается применением процессоров с плавающей точкой. Дополнительно в микроконтроллере реализован быстрый отклик на прерывания с автоматическим сохранением контекста основных регистров, в результате микропроцессорное устройство способно обрабатывать много независимых асинхронных событий с минимальным откликом.

С ростом производительности все большие требования предъявляются к удобству отладки и среде разработки. Наиболее важной особенностью семейства ‘C28x является поддержка полноценного режима реального времени, без прерывания процессов, что позволяет отлаживать программу на работающем оборудовании. Микроконтроллеры семейства ‘C28x обеспечивают расширенные возможности по отладке программного обеспечения в реальном времени с помощью встроенного в оболочку отладочной программы Code Composer Studio ядра DSP/BIOS. DSP/BIOS – интегрированное ядро, которое поддерживает функции реального времени для работы с DSP и эффективно создает пользовательские приложения, автоматически управляя архитектурой микроконтроллера. В этом случае разработчику предоставляются дополнительный инструментарий для отладки алгоритмов программ, такой как: определение алгоритмических ошибок, симуляция данных, захват данных в реальном времени.

Совместно с технологией RTDX (Real-Time Data Exchange) разработчик может настраивать свой алгоритм, обновляя параметры и отслеживая выходные результаты, без остановки микроконтроллера[47].

Семейство ‘C28x имеет 8-ми уровневый защищенный конвейер с конвейерным способом доступа к памяти. Конвейерная работа с памятью дает возможность увеличить скорость работы с памятью программ без использования дорогостоящей высокоскоростной памяти и расходования ОЗУ под память программ.

Основные достоинства семейства ‘C28x:

1. Увеличение частоты работы до 150 МГц (время выполнения инструкции 6.67 нс);
2. Аппаратная поддержка реального времени и усовершенствованная функции отладки и анализа;
3. Полная совместимость по аппаратной периферии с семейством ‘LF24xx;
4. Увеличение разрядности центрального процессора до 32 бит;
5. Объема внутренней памяти ОЗУ до 18 кСлов и ПЗУ до 128 кСлов;
6. Увеличение разрядности АЦП до 12 бит и быстродействия АЦП до 80 нс;
7. Увеличение разрядности таймеров до 32 бит;
8. Прямое программирование на С/С++ с улученными алгоритмами ассемблирования;
9. Встроенные стандартные математические функции в отдельную секцию ПЗУ микроконтроллера;
10. Библиотека программной поддержки работы с числами с плавающей точной.

В таблице №4.1 представлены сравнительные характеристики 2-х семейств микроконтроллеров.

Таблица №4.1

Микроконтроллер	LF2407A	LF2406A	F2810	F2812
Частота(МГц)/Время одной инструкции()	40/ 25	40/ 25	150/ 6.67	150/ 6.67
Объем встроенной памяти данных, слов	2592	2592	18К	18К
Объем встроенной флэш-памяти программ, слов	32К	32К	64К	128К

Интерфейс внешней памяти	Да	Нет	Нет	Да
Количество таймеров	4	4	4	4
Количество комплиментарных ШИМ сигналов	12	12	12	12
Количество дополнительных ШИМ сигналов	4	4	4	4
Количество модулей захвата/ квадратурных декодеров	6 / 2	6 / 2	6 / 2	6 / 2
Количество каналов АЦП / Разрядность АЦП / Время одного преобразования (нс)	16/10 /375	16/10 /375	16/12 /80	16/12 /80
Количество портов ввода/вывода	41	41	56	56
Интерфейсы SPI/SCI/CAN	+ / + / +	+ / + / +	+ / + / +	+ / + / +

По данным таблицы 2 микроконтроллер ‘F2810 имеет такие же свойства по внешней периферии и производительности, что ‘F2812 за исключением меньшего количества внутренней ПЗУ памяти и отсутствием интерфейса с внешней шины адреса/данных для подключения периферийных устройств таких, как ОЗУ, АЦП, ЦАП и т.д.

Необходимо отметить, что при таких больших частотах работы шины адреса/данных (до 150 МГц) при работе с силовым оборудованием стоит опасаться сбоев в работе от наводимых помех от силового оборудования, а так же сбоев в работе при неправильном проектировании топологии печатной платы.

Внешняя шина в основном используется для подключения внешнего ОЗУ, которое в большинстве случаев используется для быстрого осциллограффирования внутренних параметров системы управления, а так же для хранения процедур программы, которые критичны к быстродействию и требуют частых обра-

щений к памяти данных. Внутренние параметры можно осциллографировать с помощью внутрисхемного эмулятора в режиме реального времени в среде Code Composer.

Несмотря на отсутствие внешней шины у микроконтроллера F2810, внутреннее ОЗУ микроконтроллера оказывается достаточным для хранения программ, где требуется частые обращения к памяти, и хранения переменных.

4.1.2 Требования к архитектуре контроллера для системы векторного управления

По предложенным типам структур системы управления можно сформировать требования к аппаратным функциям контроллера с учетом специфики силового преобразователя, интерфейсов пользователя и датчика положения ротора.

Поэтому следует рассмотреть список устройств, которые требуют управления микропроцессорной системы:

- Инвертор;
- DC/DC преобразователь обмотки возбуждения;
- Датчик положения ротора;
- Датчики токов в фазах и напряжений;
- Интерфейс системы управления с пользователем;
- Технологическое оборудование.

Сопряжение контроллера с **инвертором** реализуется по типовой схеме «неуправляемый выпрямитель – звено постоянного тока – инвертор». Для этого контроллер должен иметь шесть ШИМ выходов для управления 3-х фазным инвертором, один выход для управления ключом слива энергии в «тормозной» резистор, а также дополнительные выходы для управления обмоткой возбуждения. Однако имеет смысл предусмотреть управление обмоткой возбуждения в режимах ослабления поля, которое требует быстрого управления током, что

достигается включением обмотки возбуждения в полную мостовую схему. Поэтому закладываем 4 выхода для управления. В итоге контроллер должен иметь 6+1+4 выходов управления силовыми ключами [29].

Кроме управления силовыми ключами контроллер должен контролировать их работоспособность. Новое поколение силовых IGBT-модулей имеет сложный интеллектуальный аппарат по предотвращению аварийных ситуаций (сквозной ток в стойке, максимально-токовая защита, перегрев), однако система управления все равно обязана принимать сигналы аварий, блокировать силовые ключи и производить анализ аварийной ситуации. В зависимости от структуры силовой части используется 1 общий сигнал на весь инвертор для быстрой аппаратной блокировки всех ключей и дополнительно используется 1 ввод аварии с ключа управления обмоткой возбуждения. В сложных системах возможен ввод дополнительных 3-х сигналов – по аварии на каждой стойке инвертора для определения места аварии.

Для приема сигналов с аналоговых датчиков контроллеру требуются преобразователи уровня следующих сигналов датчиков: двух датчиков фазных токов, двух датчиков фазных напряжений; датчика тока и напряжения со звена постоянного тока, датчика тока и напряжения обмотки возбуждения, сигнала от аналогового потенциометра задания; 4 входа для возможности подключения аналогового датчика положения на элементах Холла, приема сигнала с датчика температуры и 2 входа с датчиков технологической переменной (давления, расхода) [48, 50].

Неотъемлемой частью вентильного индукторного привода является датчик положения. Тип датчика положения ротора зависит от свойств привода, таких как диапазон изменения скорости, условия эксплуатации, степень защищенности, срок службы, а так же специфических требований. Для большей гибкости с подключением датчиков положения имеет смысл предусмотреть интерфейсы с разными типами датчиков: импульсным, дискретным и аналоговым на элементах Холла, а также с датчиком абсолютного положения [11, 30, 51, 52].

Для сопряжения контроллера с импульсным датчиком положения требуется схема приема и преобразования 3-х дифференциальных сигналов. Дискретный датчик на элементах Холла в зависимости от полюсности машины (n) требует от n/2 до n входов для приема сигналов, данный датчик является простым в изготовлении и надежным устройством. Количество и формат входов для датчика на аналоговых элементах Холла приведено выше.

Помимо основных функций контроллер должен сопрягаться с внешними управляющими интерфейсами верхнего уровня, а так же с пультом управления и платами ввода вывода. Пульт управления и платы ввода/вывода можно подключать через сетевой интерфейс CAN. Для соединения с системами верхнего уровня (управление системой управления через персональный компьютер) требуются сетевые интерфейсы RS-232 и RS-485.

Дополнительно можно заложить сервисные функции в контроллер:

- хранение данных о настройках системы, аварий, заводских уставках;
- работа привода по временной циклограмме;
- аналоговый вывод внутренних параметров системы на осциллограф;

4.1.4 Состав модулей, основные интерфейсы и технические данные контроллера МК13.1

Контроллер МК13.1 создан с непосредственным участием автора на выбранном типе микроконтроллера фирмы Texas Instruments. Контроллер МК13.1 предназначен в качестве встраиваемой высоко производительной системы прямого цифрового управления различными типами двигателей, статическими преобразователями частоты и системами вторичного стабилизированного и автономного питания. Ориентация контроллера – реализация широкого спектра структур управления приводом с максимально удобными средствами отладки и исследо-

вания. Функциональная схема контроллера МК13.1, дающая представление о составе и предназначении отдельных узлов, представлена на рис. 4.1.

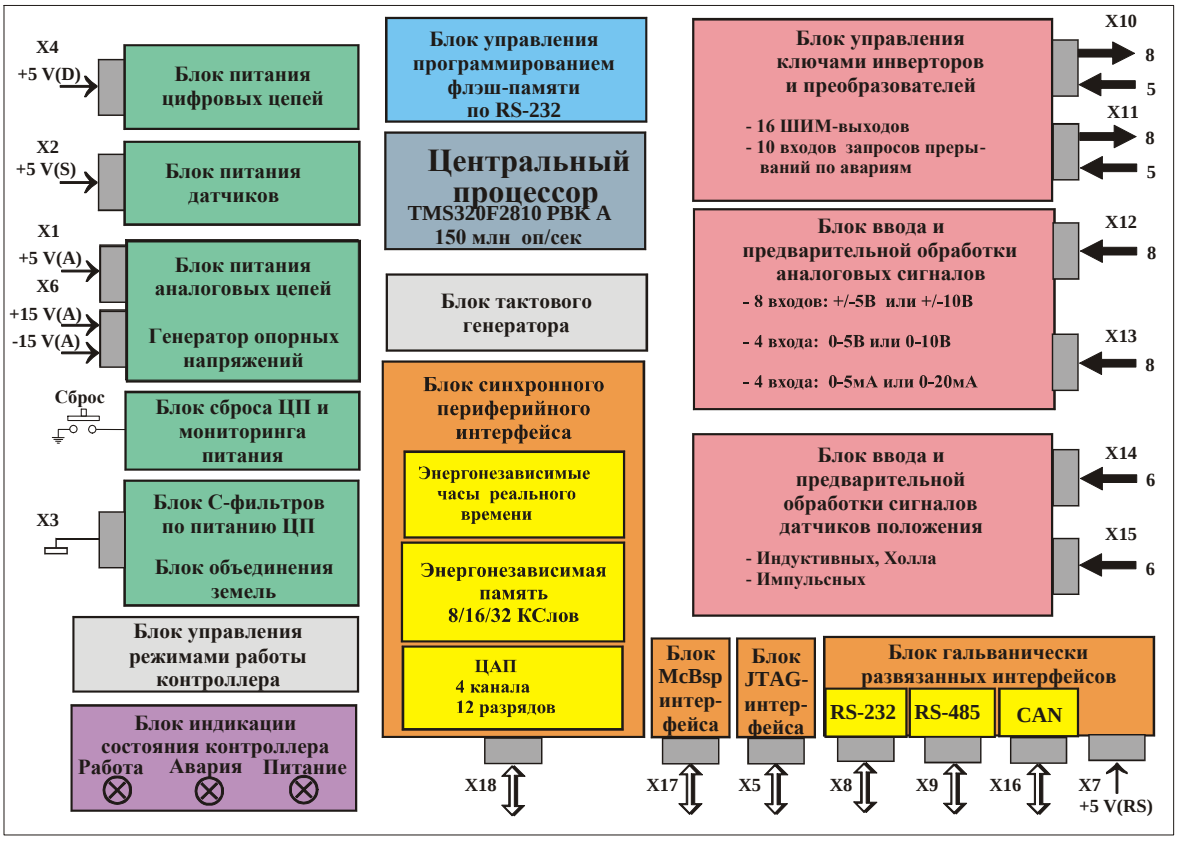


Рис. 4.1 Функциональная схема контроллера МК13.1

Контроллер МК13.1 имеет следующие характеристики:

- 16 буферированных ШИМ выходов, оптимизированных для прямого подключения к ключам силового преобразователя;
- 8 разнополярных аналоговых входов, 8 однополярных входов (в том числе 4 токовых);
- 8 входов приема аппаратных аварий;
- интерфейс с импульсным датчиком положения ротора с дифференциальными входами;
- интерфейс с датчиком положения ротора на дискретных элементах Холла;

- гальванически развязанные промышленные сетевые интерфейсы RS-232, RS-485, CAN;
- энергонезависимая память для сохранения параметров, подключенная к SPI-интерфейсу микроконтроллера;
- часы реального времени со встроенной энергонезависимой памятью, подключенные к SPI-интерфейсу;
- 4-х канальный ЦАП, подключенный к SPI-интерфейсу, для вывода данных микроконтроллера на осциллограф;
- расширение мульти порта McBsp, для подключения периферийных устройств по синхронному каналу связи (датчик абсолютного положения ротора).

Внешний вид контроллера представлен на рис. 4.2.

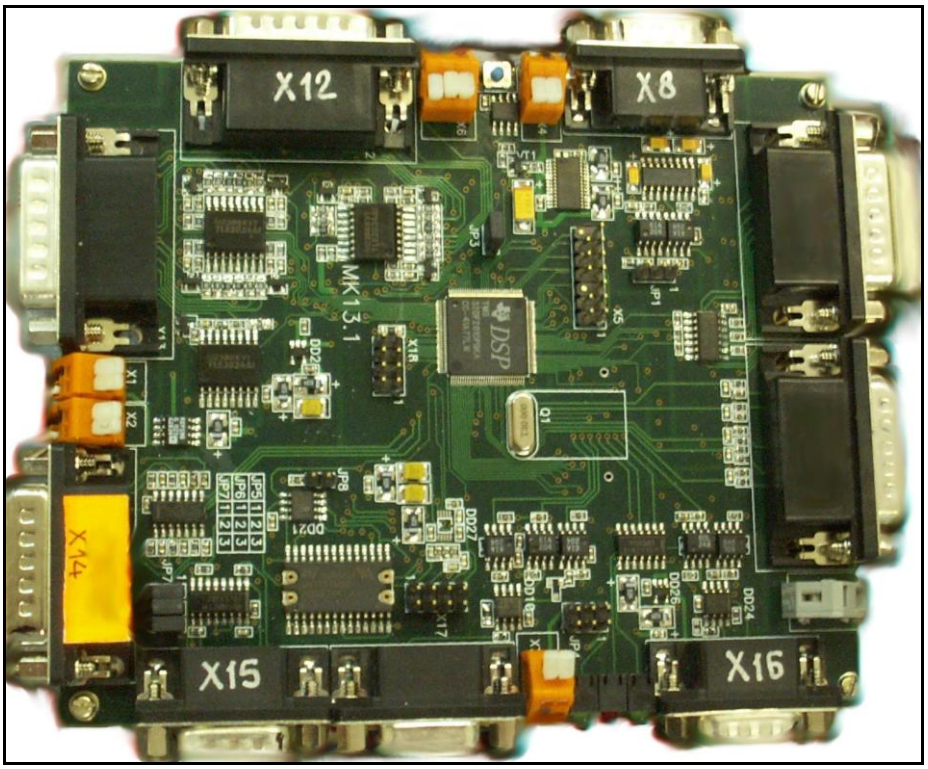


Рис. 4.2 Контроллер МК13.1

4.1.5 Состав модулей контроллера, основные интерфейсы и технические данные контроллера МК17.1

Контроллер МК17.1 спроектирован на базе контролера МК13.1 с устранением недостатков и доработкой, с учетом полученного опыта эксплуатации контроллера МК13.1, внешних интерфейсов связи. Контроллер МК17.1 ориентирован на использование в системах управления приводом высокой мощности, что сводится к повышенным требованиям по помехоустойчивости и надежности работы.

Благодаря выпуску новых версий микропроцессоров нелинейность встроенного АЦП – уменьшилась до 2%, однако даже с дополнительными аппаратными схемами корректировки [26] разрядность АЦП составляет не более 11. Поэтому для улучшения точности принимаемых аналоговых сигналов 2 канала АЦП были отведены для приема опорных уровней, по которым программно корректируются остальные аналоговые сигналы.

В связи со специализацией контроллера, из него был исключен интерфейс с датчиком положения ротора на дискретных элементах Холла. В большинстве случаев на мощных ВИП датчик требует специального исполнения, так же отдельной защиты от магнитных наводок.

Импульсный датчик положения ротора с дифференциальным каналом связи был сохранен, что связано с использованием в мощных приводах стандартных датчиков, которые предлагаются многими фирмами производителями. В схему сопряжения с импульсным датчиком положения была введена гальваническая развязка входных дифференциальных сигналов.

В контроллере учтен опыт работы по созданию встраиваемых датчиков положения ротора на аналоговых элементах Холла. Сигналы с датчика непосредственно вводятся на аналоговый токовый вход контроллера. В контроллере предусмотрены специализированные аналоговые токовые входы с дополнительными фильтрующими схемами.

Функциональная схема контроллера МК17.1, дающая представление о составе и предназначении отдельных узлов, представлена на рис. 4.3.

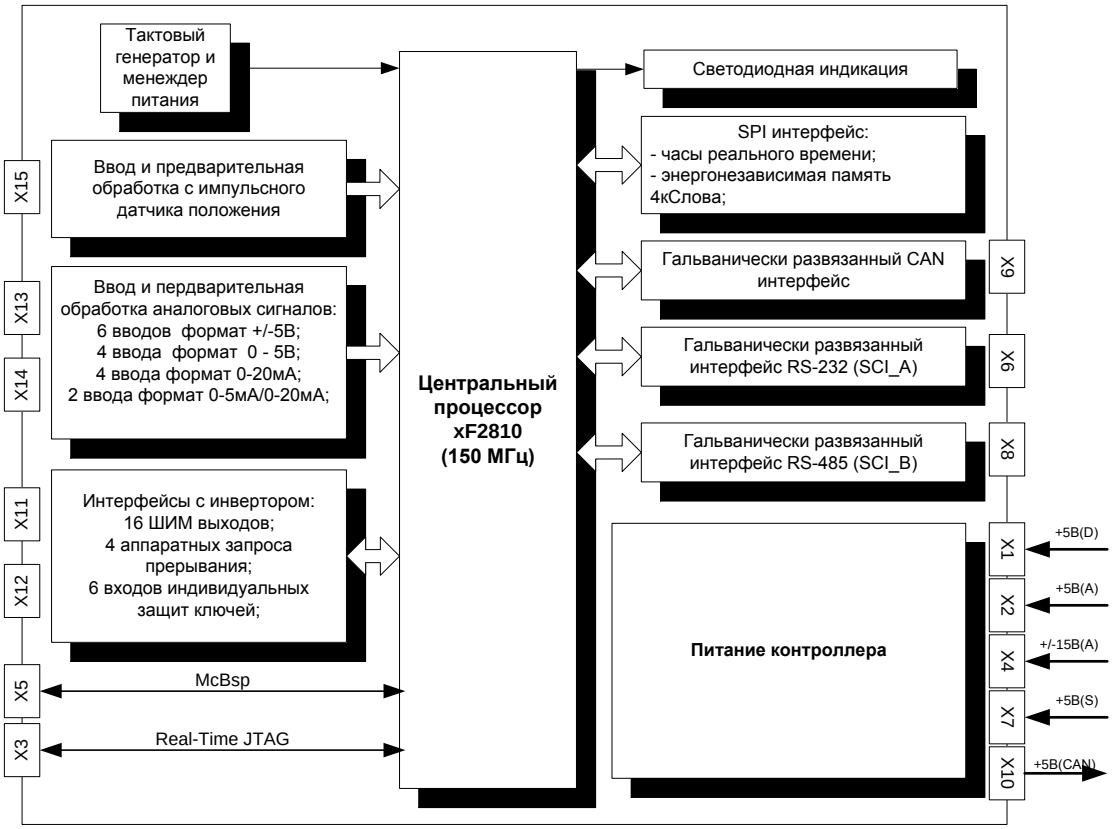


Рис. 4.3 Функциональная схема контроллера МК17.1

Контроллер МК17.1 имеет следующие характеристики:

- 16 буферированных ШИМ выходов, оптимизированных для прямого подключения к ключам силового преобразователя;
- 6 разнополярных аналоговых входов, 10 однополярных входов (в том числе 6 токовых);
- 4 токовых аналоговых канала для подключения специализированного датчика положения ротора на аналоговых элементах Холла;
- 8 входов приема аппаратных аварий;
- интерфейс с импульсным датчиком положения ротора с дифференциальными входами;

- интерфейс с датчиком положения ротора на дискретных элементах Холла;
- гальванически развязанные промышленные сетевые интерфейсы RS-232, RS-485, CAN;
- энергонезависимая память для сохранения параметров, подключенная к SPI-интерфейсу микроконтроллера;
- часы реального времени со встроенной энергонезависимой памятью, подключенные к SPI-интерфейсу;
- расширение интерфейса McBsp, для подключения периферийных устройств по синхронному каналу связи (датчик абсолютного положения ротора).

Внешний вид контроллера представлен на рис. 4.4.

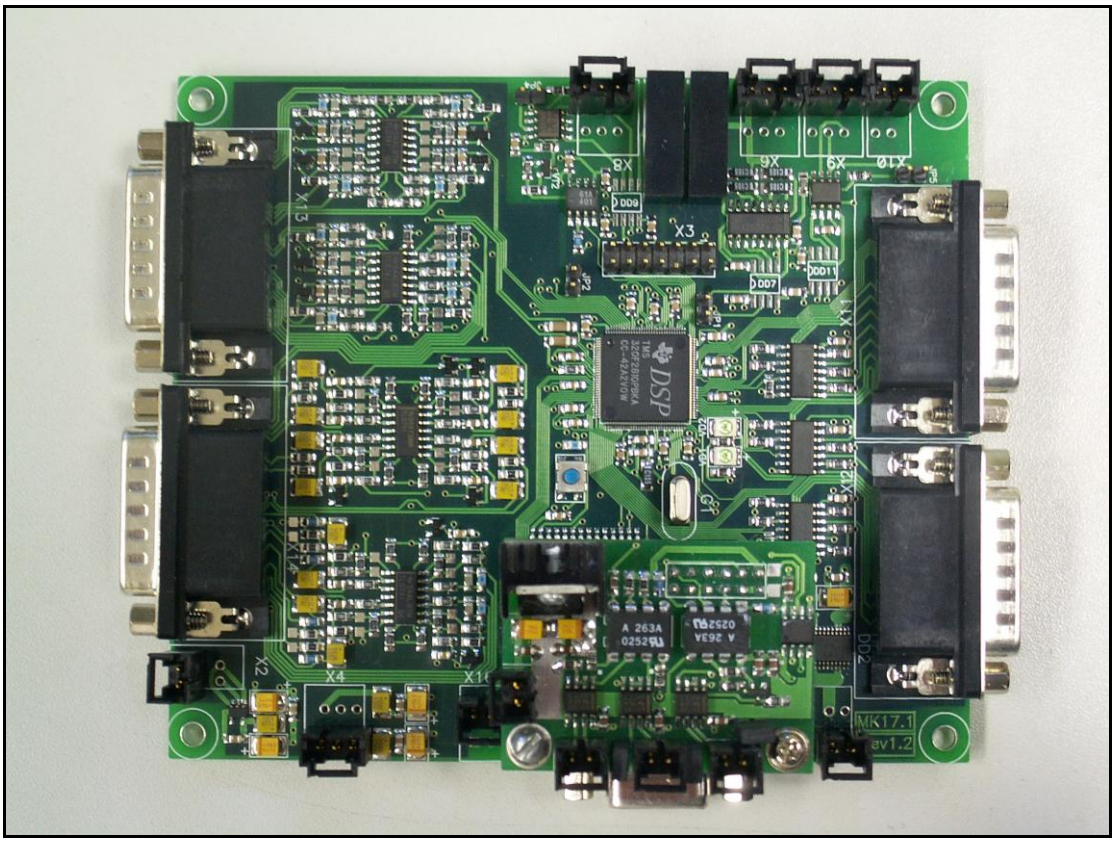


Рис. 4.4 Контроллер МК17.1

4.2 Разработка специализированных измерителей положения ротора ВИП с НВ

4.2.1 Встраиваемый датчик положения на дискретных элементах Холла

Существенное преимущество датчика на элементах Холла – это нечувствительность к световым воздействиям, высокая ударопрочность, низкое потребление питания, простота конструкции и повышенный срок службы. К недостаткам можно отнести низкую разрешающую способность и плохую помехозащищенность [2].

Типовая конструкция встраиваемого ДПР на дискретных элементах Холла состоит из чувствительных элементов, расположенных на корпусе двигателя, и магнитного кольца, повторяющего магнитную структуру ротора. Чувствительные элементы расположены друг от друга под углом 120 градусов. Чувствительные элементы выполнены в виде однополярных микросхем SS413A фирмы “Honeywell”с уровнем питания 5В [43, 44]. Сигналы с чувствительных элементов поступают на плату согласования, в которой они преобразуются в формат напряжения. Сигналы с датчика поступают в контроллер на вход захвата в виде 3-х меандров. Дискретность датчика по углу составляет 51,4 эл. градуса для 7-ми полюсного двигателя, поэтому дополнительно должен работать алгоритм программной интерполяции угла положения внутри стационарного состояния сигналов ДПР.

Подключение ДПР на дискретных элементах Холла удобно при работе ВИП малой и средней мощности в режиме автокоммутации, что не требует жестких требований по согласованию с вводами контроллера, поэтому в большинстве случаев усложнять структуру датчика преобразованиями сигналов в помехозащищенный формат и, соответственно, стоимость может быть нецелесообразно[30].

Структура и принцип работы датчика показан на рисунке 4.5.

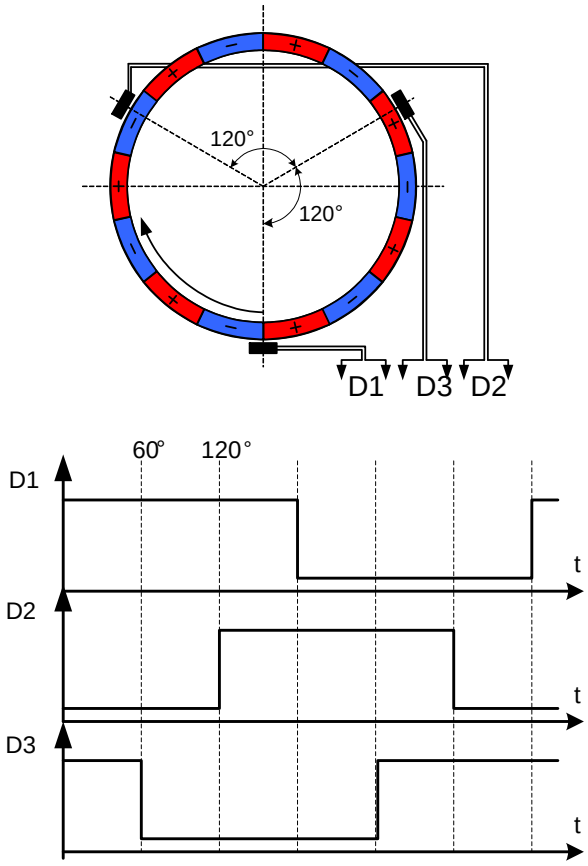


Рис. 4.5 Специализированный датчик на дискретных элементах Холла.

4.2.2 Встраиваемый датчик положения на аналоговых элементах Холла

ДПР на аналоговых элементах Холла по конструкции подобен ДПР на дискретных элементах. Выход датчика – непрерывный аналоговый сигнал, периодически меняющийся на электрическом обороте [42, 43].

Преимущества датчика очевидны:

- число пар полюсов первичного датчика (магнитного кольца) совпадает с полюсной структурой электрической машины;
- надежность первичного датчика;
- высокая предельная частота вращения вала;

- технологичность и простота изготовления;
- один уровень питания (+5В);
- невысокая стоимость.

К недостаткам данного датчика можно отнести:

- отсутствует информация об абсолютном механическом угле поворота вала;
- плохая синусоидальность выходных сигналов;
- худшая (по сравнению с ВТ и оптическими датчиками) точность и стойкость к изменению температуры;
- дополнительная загрузка центрального процессора;
- невысокая помехоустойчивость аналогового канала передачи данных

Рассмотрим две конструкции расположения чувствительных элементов, показанные на рис. 4.6. Первый – два элемента сдвинутых относительно друг друга на 90 градусов, второй – 3 элемента сдвинутых на 120 градусов.

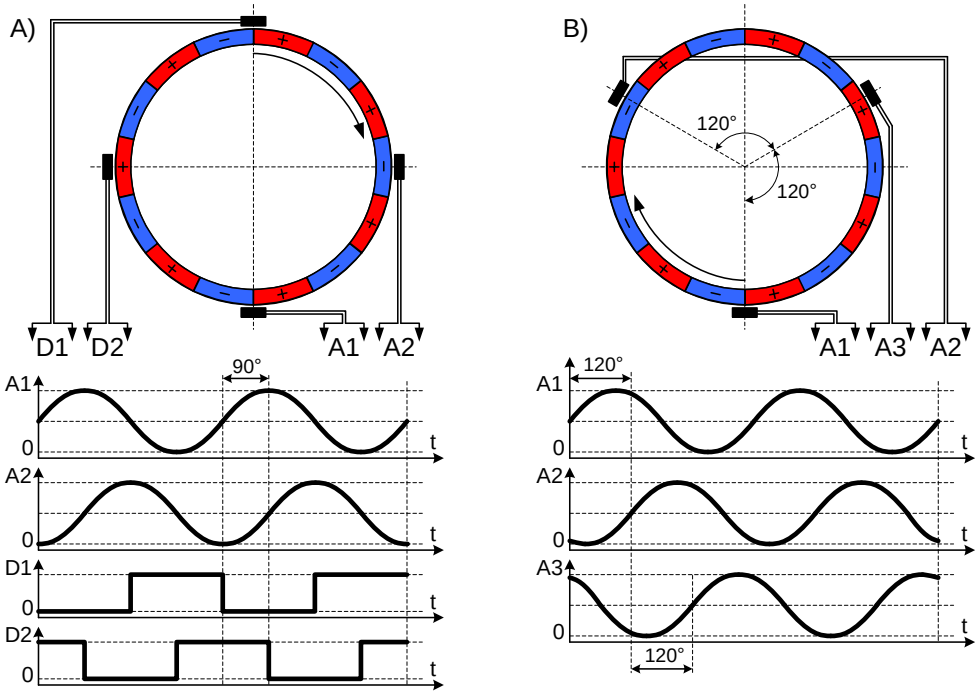


Рис. 4.6 Конструкции установки чувствительных элементов ДПР на аналоговых элементах Холла

Магнитное кольцо имеет количество пар полюсов, равное количеству пар полюсов двигателя. Геометрия кольца рассчитывается таким образом, чтобы при его вращении индукция магнитного поля в фиксированной точке около кольца изменялась по синусоидальному закону:

$B(\theta_{ЭЛ})=B_m \cdot \sin(\theta_{ЭЛ})$, где $\theta_{ЭЛ}= p_п \cdot \theta$ – электрический угол поворота ротора

В первом случае для измерения этого магнитного поля и получения информации об электрическом угле поворота вала в непосредственной близи от кольца устанавливаются два датчика Холла A1 и A2 с аналоговым выходом (рис. 4.5), сдвинутых относительно друг друга на 90°. Выходное напряжение этих датчиков, пропорциональное плотности проходящего через них магнитного потока, подается на входы АЦП платы контроллера. Таким образом, при вращении ротора имеем два сигнала (аналогично СКВТ):

$$A_1=K \cdot \sin(\theta_{ЭЛ}) \text{ и } A_2=K \cdot \cos(\theta_{ЭЛ}), \qquad (4.1)$$

на основе которых вычисляем величину электрического угла поворота ротора:

$$\theta_{ЭЛ} = \arctan(A_1/A_2) \qquad (4.2)$$

В качестве датчиков Холла предлагается использовать, например, аналоговые сенсоры SS94B1 производства фирмы “Honeywell” со следующими характеристиками (при T=25 °C):

– диапазон измеряемого магнитного поля: Ф = -640…+640 Тл;
– чувствительность: K = 3.125±0.063 мВ/Тл;
– нулевое смещение (при отсутствии поля): U_0 = 2.5±0.03 В;
– дрейф чувствительности от температуры: Δ_{Kt} = ±0.03 %/°C;
– дрейф нуля от температуры: Δ_{U0t} = ±0.03 %/°C;
– напряжение питания: +5В;
– диапазон рабочих температур: -40…+125 °C.

Выходное напряжение этих датчиков лежит в диапазоне +0.5…+4.5 В, поэтому их можно напрямую заводить на аналоговые входы платы контроллера (формата 0..5В) без дополнительной аппаратной обвязки.

Проведем грубый анализ возможной погрешности измерения электрического угла.

Суммарная погрешность чувствительности датчика (при T=100 °C):

Δ_K=0.063мВ/Г +Δ_{K100_max} = 0.063мВ/Г+3.125мВ/Г·0.03%/°C·(100°C-25°C)/100 = 0.13 мВ/Г. (4.3)

Суммарная погрешность нулевого смещения:

Δ_{U0}=30мВ+Δ_{U0100_max} = 30мВ+2500мВ·0.03%/°C·(100°C-25°C)/100 = 86.3 мВ.

Максимальная погрешность выходного напряжения датчика Холла U(Ф)=Ф·K+U_0 составит:

Δ_{Um}=Δ_{A1m}=Δ_{A2m}=Φ_{MAX}·Δ_K+Δ_{U0}=640Г·0.13мВ/Г+86.3мВ = 170 мВ.

Учитывая, что выходное напряжение датчика изменяется в пределах +0.5…+4.5В, но подается оно на аналоговый вход формата 0…5В, эффективное разрешение АЦП составит не 12 разрядов, а:

$$\log_2[(4.5-0.5)/5\cdot 2^{12}] = \log_2[4/5\cdot 4096] = \log_2[3276] = 11.67 \approx 11 \text{ разрядов.}$$

Т.е. мы можем считать, что выходное напряжение датчика изменяется в пределах 0…+4В, имеет нулевое смещение не U_0=2.5В, а U'_0=2В и подается на 11-разрядный АЦП. Тогда оцифровку сигнала датчика Холла в абсолютный 11-разрядный код (со знаком) можно представить следующей формулой (U – в вольтах):

$$A(U) = U\cdot K_{АЦП} - A_0 = U\cdot 512 - 1024 \qquad (4.4)$$

Т.е. минимальному выходному напряжению датчика соответствует код -1024, а максимальному – +1024. Погрешностью АЦП будем считать погрешность смещения A_0 и оценим ее одним значащим разрядом: Δ_{A0}=1.

Тогда максимальная погрешность оцифрованного напряжения с датчика на границах диапазона составит (в единицах абсолютного кода):

$$\Delta_{Am}=\Delta_{Um}\cdot K_{АЦП} + \Delta_{A0} = 0.170\cdot 512 + 1 \approx 88 \text{ ед.} \qquad (4.5)$$

Максимальная погрешность расчетного электрического угла $\theta_{ЭЛ}(A_1,A_2)$ = arctan(A_1/A_2) составит (считаем, что A_1=A_2=A_m=1024, Δ_{A1}=Δ_{A2}=Δ_{Am}):

$$\Delta\theta_{EL} = \left|\frac{\partial\theta_{EL}}{\partial A1}\right| \cdot \Delta A1 + \left|\frac{\partial\theta_{EL}}{\partial A2}\right| \cdot \Delta A2 = \frac{A2}{A1^2 + A2^2} \cdot \Delta A1 + \frac{A1}{A1^2 + A2^2} \cdot \Delta A2 = \frac{\Delta Am}{Am} \qquad (4.6)$$

$\mathbf{\Delta\theta_{ЭЛ}}$ = Δ_{Am} /A_m= 88/1024 = 0.086 рад = 4**.9° = 1.37%** (от 360 эл.гр.).

Эффективная разрядность АЦП (11 бит) влияет только на степень пульсации момента при низких скоростях (что будет оценено в результате экспериментов) и не влияет на диапазон регулирования, т.к. применением соответствующих программных фильтров можно в среднем обеспечить требуемый диапазон регулирования скорости 10000:1.

Определим теперь максимальную частоту аналогового сигнала по каналу измерения.

При максимальной частоте вращения n_{max} = 8000 об/мин частота синусоидального напряжения на выходе датчика Холла составит:

$$f_{max} = (n_{max}/60)\cdot p_п = (8000об/мин/60сек)\cdot 7 = 933\ Гц. \qquad (4.7)$$

Время преобразования по всем каналам АЦП составляет примерно 200 нс. Отсюда получим, что на максимальной частоте вращения вала один электрический оборот будет оцифрован 10^9/(933Гц·200нс) ≈ 5000 раз, что более чем достаточно при построении системы управления.

На высоких частотах вращения определение угла поворота ротора при использовании аналоговых элементов Холла требует значительных вычислительных ресурсов микроконтроллера. Сохранить вычислительные ресурсы можно использованием аппаратных средств специализированного микроконтроллера - модулем квадратурного декодирования [53, 55]. Для этого в схему датчика дополнительно устанавливаются два дискретных датчиков Холла D1 и D2 (рис. 1А), сдвинутых относительно друг друга на 90°. В этом случае, большая часть вычислений угла положения производится аппаратно при этом точность определения угла положения - максимальна. В качестве таких дискретных датчиков можно установить, например, дискретные биполярные сенсоры SS413A фирмы “Honeywell” или дифференциальные сенсоры TLE 4921 фирмы Infineon [44].

Второй вариант построения канала измерения угла предполагает установку не двух, а трех аналоговых датчиков Холла, сдвинутых относительно друг друга на 120° (рис. 1В).

В этом случае имеем три аналоговых сигнала:

$$A_1=K\cdot\sin(\theta_{ЭЛ}),$$
$$A_2=K\cdot\sin(\theta_{ЭЛ}-120°), \qquad (4.8)$$
$$A_3=K\cdot\sin(\theta_{ЭЛ}+120°).$$

Три сигнала обладают избыточностью информации, но позволяют несколько упростить вычисления угла $\theta_{ЭЛ}$ за счет работы только на линейных участках синусоидальных сигналов, так как технологически достаточно сложно обеспечить строгую синусоидальность изменения поля.

Автором были произведены исследования двух вариантов размещения чувствительных элементов. В результате исследования выявилось, что чувствительные элементы отличается от образца к образцу выходной амплитудой и разностью наклона на линейных участках. Выходные сигналы с двух чувствительных элементов показаны на рис. 4.7

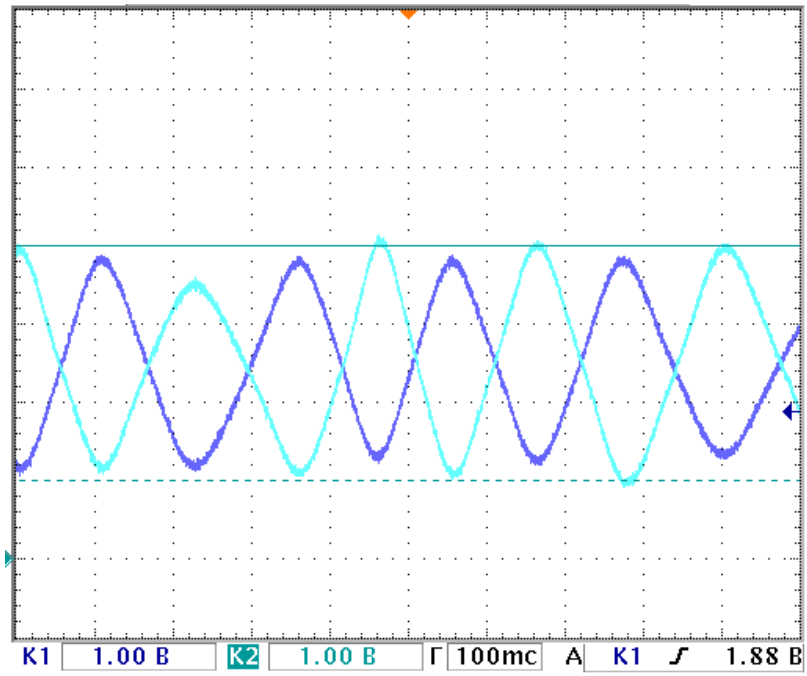


Рис. 4.7 Осциллограммы выходных сигналов аналоговых элементов Холла

На осциллограмме видно, что сигналы сенсоров Холла, различаются по амплитуде, а так же различия в синусоидальности.

Возможны два варианта калибровки сигналов: подстройка выходной амплитуды и синусоидальности сенсора путем изменения его механического расстояния от магнитного кольца и электрическая корректировка амплитуды. Первый вариант трудоемок, так как требует устанавливать сложную механику или осуществлять ручной сдвиг сенсора. Второй вариант требует схемы корректировки выходной амплитуды сигналов сенсоров с помощью операционных усилителей.

При первичной калибровке датчика была обнаружена неравномерность магнитного поля магнитного кольца, что привело к разности амплитуд сигнала на полном механическом повороте ротора (рис. 4.8). На осциллограмме видно, что различие между максимальными и минимальными амплитудами сигнала, при измерении на вводе в АЦП контроллера значительно. Устранение данного недостатка возможно только качественным производством магнитного кольца, что при различных свойствах встроенных магнитов трудноосуществимо. Возможный вариант решения – программное улучшение качества сигнала с помощью фильтра Калмана [30, 38, 41].

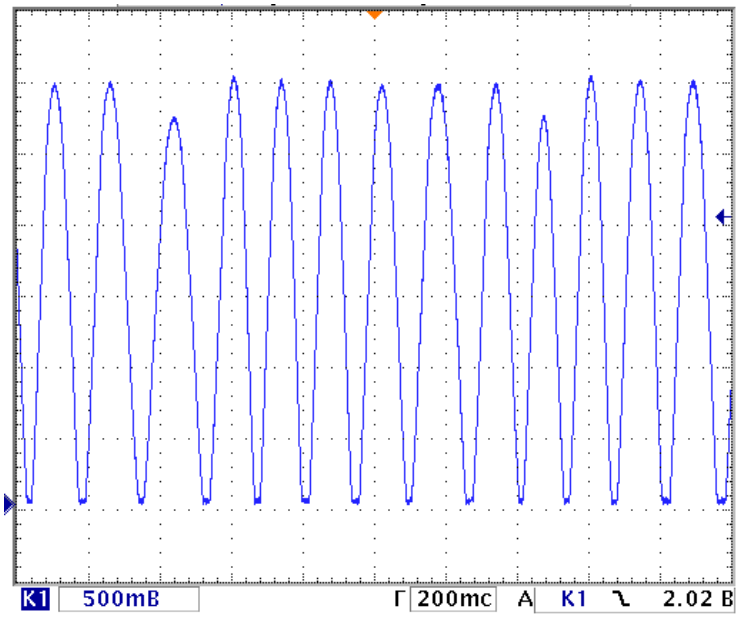


Рис. 4.8 Показание одного канала датчика на 1 механический оборот двигателя.

Передача преобразованного сигнала с датчика в АЦП контроллера должна осуществляться так, чтобы контроллер получал данные с хорошим соотношением полезный сигнал/шум. При рассмотрении вариантов физического уровня передачи данных были рассмотрены следующие варианты:

– передача сигнала током в формате 0-20мА;

– передача сигнала частотой;

– передача сигнала ШИМ.

Первый вариант имел лучшие показатели в сочетании цена/габариты схемы при хороших показателях помехоустойчивости, что и было реализовано в опытном образце датчика (рис. 4.9).

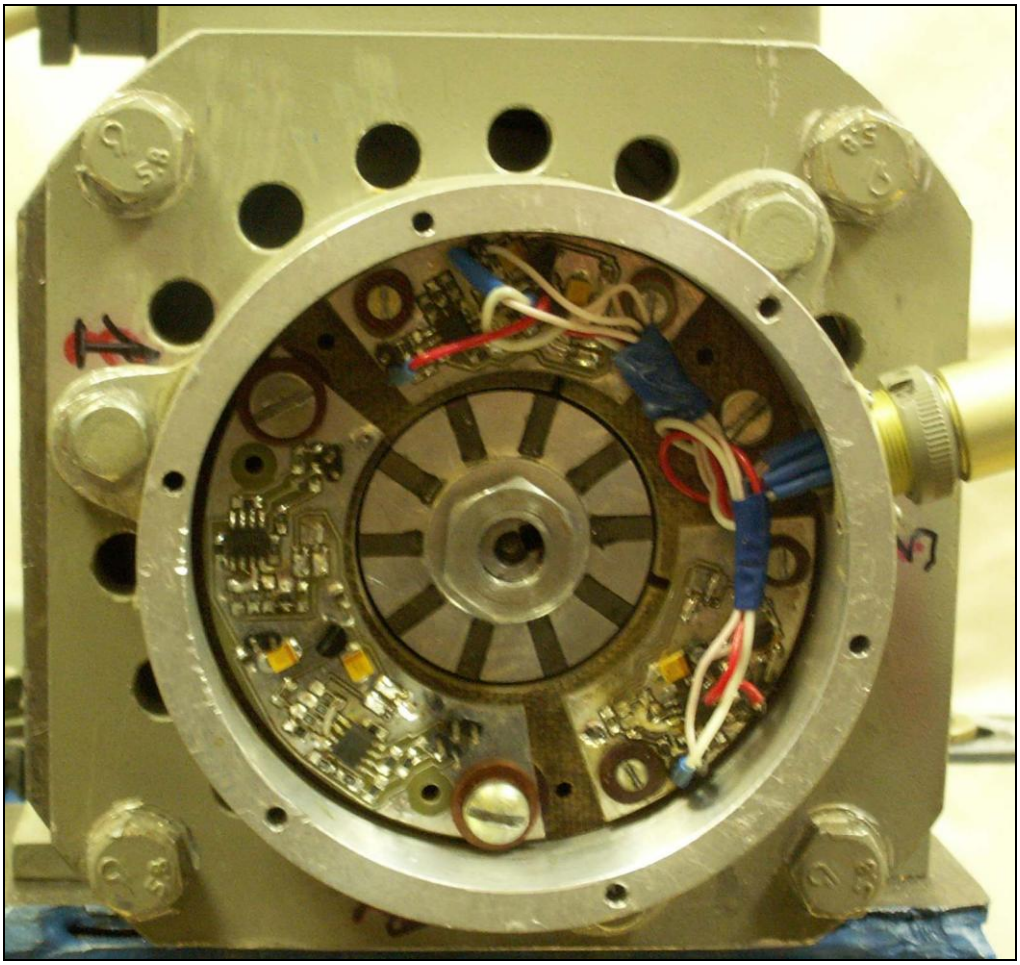


Рис. 4.9 Датчик положения ротора на аналоговых элементах Холла

В результате работы экспериментально определена точность ДПР. Определение точности производилось сравнением сигнала с испытуемого ДПР и с эталон-

ным значением, которое измерялось с помощью импульсного датчика положения ЛИР-158Д с точностью 100000 меток/оборот. Результаты вычисления отображались в реальном времени при помощи средства отладки Code Composer Studio в графическом окне Graph [47].

Результаты оценки при использовании датчика на аналоговых элементах Холла показаны на рисунке 4.10

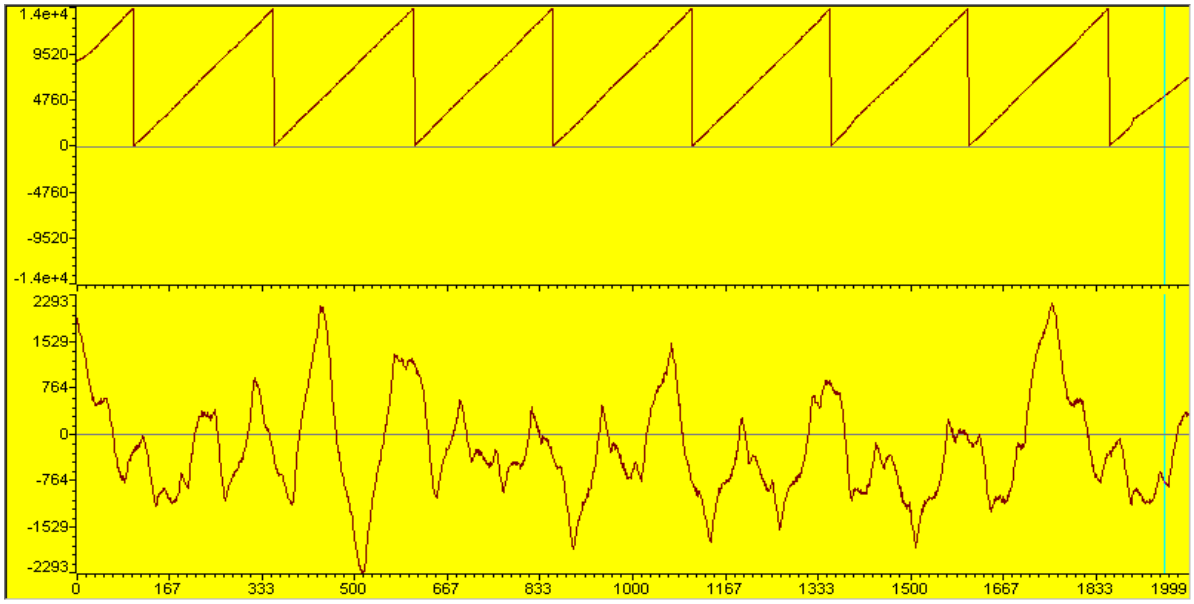


Рис. 4.10 Развертка опорного угла и ошибки (в разрядах 16-разрядного таймера контроллера).

Максимальная ошибка измерения угла аналогового датчика положения:

$$\Delta\Theta_{эл} = 360^\circ \cdot Amax/65535 = 360 \cdot 2293/65535 = 12.6^\circ \qquad (4.9)$$

, где Amax – максимальная амплитуда ошибки в тиках 16-разрядного таймера.

На полученной характеристике видна повторяющаяся составляющая ошибки, вызванная различием магнитных свойств магнитов, вставленных в магнитное кольцо.

Для устранения ошибки из-за неравномерности свойств магнитов, а так же увеличению помехозащищенности канала были использованы комплиментарные сигналы с аналогового сенсора A+/A- и B+/B-. В этом случае в ДПР используются дополнительные два аналоговых сенсора Холла, расположенных симмет-

рично ранее установленным [12]. Расчет угла положения ротора производится по следующей формуле:

$$\theta_{ЭЛ} = \arctan((A_{+}+A_{-})/(B_{+}+B_{-})). \qquad (4.10)$$

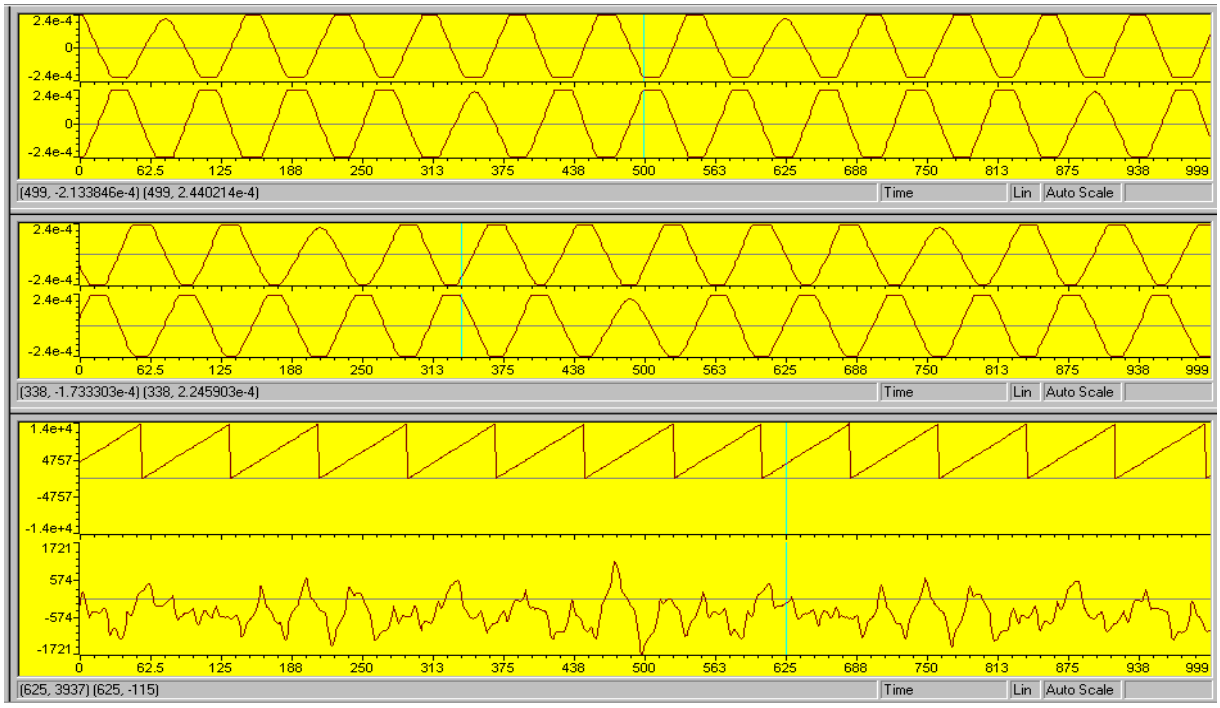


Рис. 4.11 Сигналы с комплиментарных каналов аналогового датчика, развертка опорного угла и ошибки (в разрядах 16-разрядного таймера контроллера).

Результаты измерения представлены на рисунке 5. Максимальная ошибка измерения:

$$\Delta\Theta_{ЭЛ} = 360^{\circ}\cdot Amax/65535 = 360\cdot 1721/65535=9.45^{\circ} \qquad (4.11)$$

Сравнивая получаемые результаты двух типов датчиков, можно сделать вывод, что при использовании комплиментарных каналов ошибка в определении угла уменьшилась в 1.5 раза, что связано с аппаратным усреднением получаемых сигналов с датчика положения. Однако полной компенсации ошибки не происходит.

Автором были проведены испытания ДПР с расположением чувствительных элементов под 120 градусов друг к другу. Исходя из конструкции датчика, предложено два варианта расчета угла: первый - определение углового пере-

мещения по прямым участкам синусоид, второй – прямой расчет угла по трем сигналам.

В пользу первого алгоритма измерения говорило то, что получаемые сигналы с аналогового датчика не строго синусоидальны и имеют характеристику близкою к линейной. При выделении линейных участков из трех синусоид можно получить пилообразный сигнал, с разверткой угла на линейном участке равной 60 электрических градусов, то есть один электрический оборот разбивается на 6 секторов, в которых определяется угол. Программная реализация алгоритма – проста и понятна. Основным требованием к работе данного алгоритма – постоянство мест пересечения синусоид. Полученные результаты измерения показаны на рисунке 4.12.

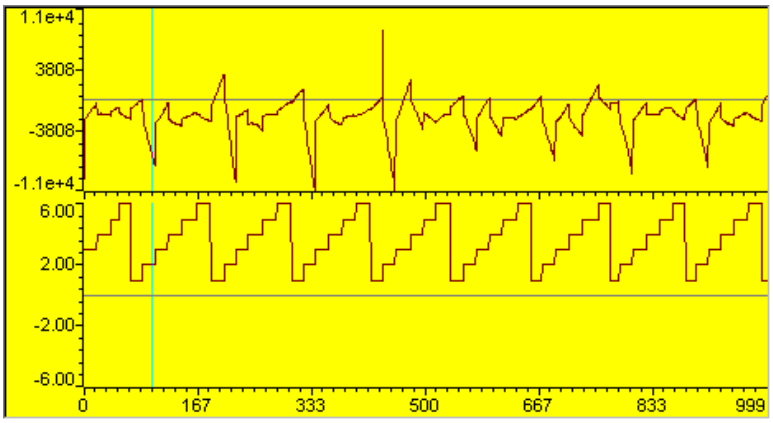


Рис. 4.12 Развертка ошибки (в разрядах 16-разрядного таймера контроллера) и секторов работы аналогового датчика с тремя чувствительными элементами Холла.

Максимальная ошибка измерения:

$$\Delta\Theta_{эл} = 360^\circ \cdot Amax/65535 = 360 \cdot 8500/65535 = 46^\circ \qquad (4.12)$$

При анализе развертки ошибки (рис. 4.12) можно отметить, что наибольшие выбросы ошибки происходят в местах пересечения синусоид, то есть при смене сектора измерения. Это вызвано неравномерностью изменения амплитуд сигналов по всем трем каналам, что приводит к большому разбросу точек пересечения синусоид, что было ранее показано на рис. 4.8. Неравномерность входных амплитуд каналов аналогового датчика так же связана с неравномерностью

магнитной структуры магнитного кольца, что тоже вызывает основную ошибку при измерении. Однако в данном методе неравномерность структуры магнитного кольца ухудшает точность измерения на много больше, чем в вышеприведенных методах.

При прямом определении угла положения ротора по трем сигналам, расчет производится по следующей формуле:

$$\theta_{ЭЛ} = \arctan(A_1\sqrt{3}/(A_2-A_3)) \qquad (4.13)$$

Полученные результаты измерения показаны на рисунке 4.13.

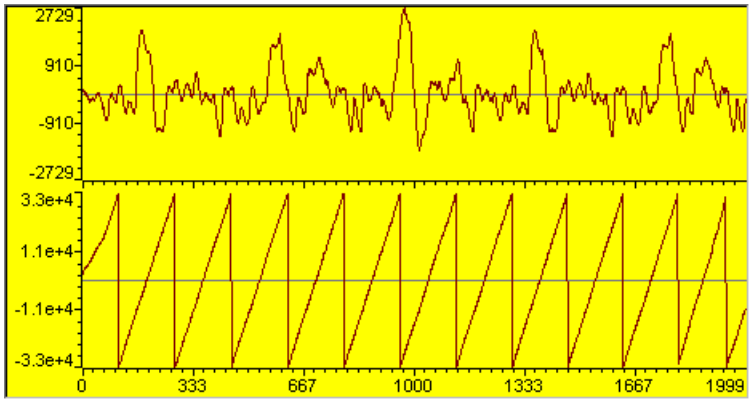


Рис. 4.13 Развертка ошибки и полученного угла (в разрядах 16-разрядного таймера контроллера).

Максимальная ошибка измерения:

$$\Delta\Theta_{эл} = 360^\circ \cdot Amax/65535 = 360^\circ \cdot 2729/65535 = 15^\circ \qquad (4.14)$$

Ошибка получилась несколько большей, чем при использовании 2-х канального датчика, так как добавилась ошибка еще от одного канала.

Анализ алгоритмов определения положения показал, что при использовании в расчете дифференциальных сигналов ошибка имеет наименьшее значение (ошибка уменьшилась почти в 1.5 раза, по сравнению с недифференциальными каналами). Качественное улучшение точности измерения возможно только за счет улучшения качества производства магнитного кольца, а так же программной реализацией фильтра Калмана.

4.2.3 Датчики абсолютного положения с помехозащищенным интерфейсом связи

Для увеличения диапазона регулирования скорости, а так же для установки датчика на мощные многосекционные ВИП требуется датчик положения, который удовлетворял следующим условиям:

- абсолютный код положения на полном механическом обороте;
- помехоустойчивость канала передачи данных;
- высокая допустимая частота;
- специальное исполнение датчика (диапазон температур, влагозащищенность, ударопрочность).

Наиболее оптимальное решение – оптические абсолютные датчики углового положения, формирующие кодированный выходной сигнал, который индицирует абсолютное угловое положение контролируемого объекта. Достаточно высокая степень защищенности, а также высокая устойчивость к внешним воздействиям позволяют применять такие датчики в робототехнических комплексах, манипуляторах сварочных роботов, отрезных станках, шлюзах, конвейерных системах, устройствах управления вентиляционными заслонками, строгальных станках, экструзионных прессах, печатных станках, системах управления складским подъемным оборудованием, системах управления воздушным движением и т.п. [9].

В результате был предложен датчик абсолютного положения ротора фирмы Hengstler тип AC58001212E. Разрешение датчика 4096 меток на механический оборот, что составляет дискретность измерения угла не более 5 угловых минут, что достаточно для реализации векторного управления с диапазоном регулирования скорости 1000:1 [20].

При выборе датчиков учитывался тип интерфейса с контроллером для передачи информации, который удовлетворял бы следующим параметрам:

- скорость передачи данных;

- способ передачи данных;
- постой драйвер для работы с контроллером;
- простота подключения к контроллеру.

Из интерфейсов связи для работы датчика положения фирмой производителем предлагаются варианты, рассмотренные в таблице 4.2.

Таблица 4.2

Протокол интерфейса связи	Максимальная скорость передачи данных	Тип канала передачи данных	Реализация в контроллере
SSI	1.5 мБод	Последовательный интерфейс	Требуется написания ПО для реализации протокола.
CAN Open	1 мБод	CAN	Требует написания сложного ПО протокола обмена данных.
ProfiBus	1 мБод	RS-485	Проблемы лицензирования.
DeviceNet	1 мБод	CAN	То же
Квадратурные сигналы		3 дифференциальных сигнала	Есть аппаратные встроенные средства обработки сигналов.

Интерфейс SSI был специально разработан для надежной передачи данных перемещений или текущих координат одно- и многооборотных абсолютных датчиков углового положения. Использование SSI интерфейса для абсолютных датчиков углового положения объясняется следующим [13]

- аппаратная реализация интерфейса отличается простотой и использует небольшое число стандартных электронных компонентов;
- независимо от разрешающей способности датчика, требуется только четыре линии для передачи данных и синхронизирующих сигналов;
- защищенные выходные данные представлены в коде Грея, который легко преобразуется в двоичный код;

- передача данных между датчиком и управляющим устройством синхронизируется сигналами управляющего устройства;
- информация от нескольких датчиков углового положения может запоминаться одновременно без дополнительных схем;
- в зависимости от расстояния может быть достигнута скорость передачи до 1,5 Мбит/с.

Главным преимуществом системы синхронной последовательной передачи данных является то обстоятельство, что контроллер задает синхронизацию и скорость передачи данных. Это минимизирует опасность потери информации при передаче. Функциональные схемы абсолютного датчика углового положения и интерфейса SSI, а также временные диаграммы синхронной передачи данных представлены на рис. 4.14 и рис 4.15 [13].

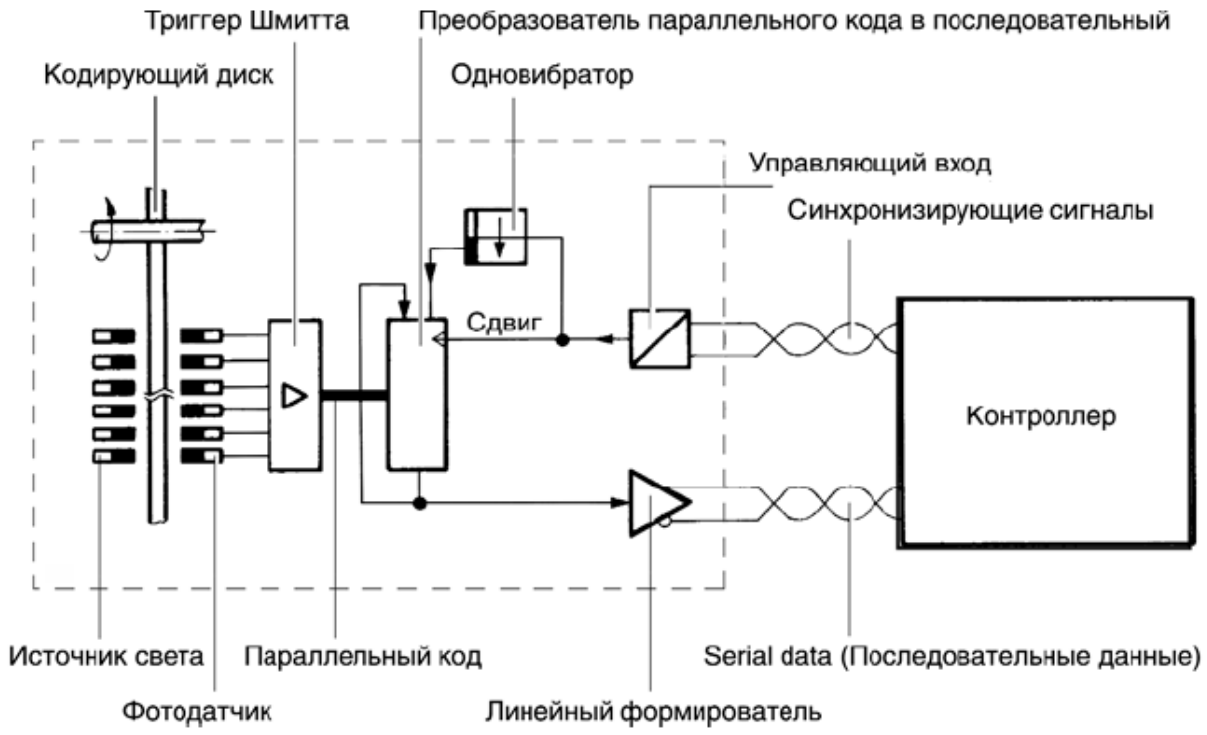


Рис. 4.14 Функциональная схема датчика абсолютного положения с интерфейсом SSI

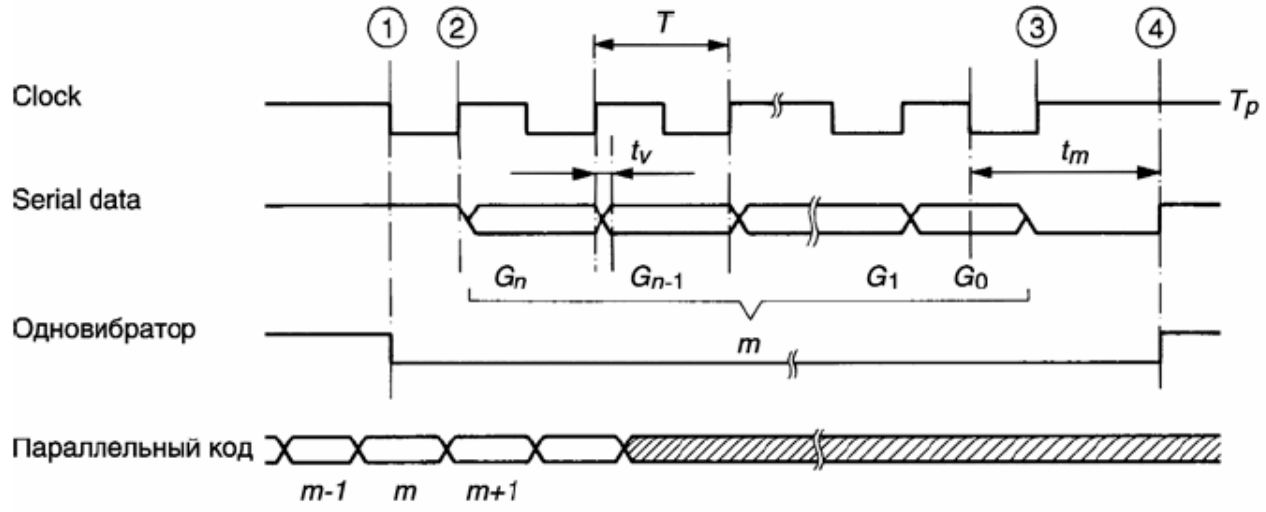


Рис. 4.15 Временная диаграмма передачи сигнала

Для связи от датчика положения и принимающего устройства через интерфейс SSI необходим кабель тремя витыми парами для: передачи данных; передачи синхронизирующих импульсов; электропитание. Формирователь синхронизирующих импульсов, соответствующий требованиям стандарта RS-422/485 (MAX491, SP90, LTC490), допускает скорость передачи данных до 10 Мбит/с. Этой скорости вполне достаточно для большинства применений.

Дифференциальный канал передачи данных обеспечивает высокую помехоустойчивость, так как перекрестные помехи на линии не влияют на сигналы. Особенно высокая помехоустойчивость передачи достигается при применении экранированных витых пар проводников. В качестве приемного устройства рекомендуется применять любой приемник, отвечающий спецификациям RS-422/485, и устанавливать согласующий резистор с номинальным значением, равным волновому сопротивлению кабеля. Необходимо отметить, что применение интеллектуальных датчиков в современных производственных установках требует наличия правильно выполненной системы заземления и выравнивания потенциалов, а также соблюдения правил размещения оборудования и подключенных к нему проводников относительно другого оборудования и проводников, способных оказывать опасное воздействие или вызывать наводки.

Для сопряжения датчика с контроллером МК17.1 использовали универсальный интерфейс McBsp (мультиканальный последовательный порт) [54], на базе которого можно создавать любые последовательные протоколы связи. На разъем расширения McBsp контроллера МК17.1 устанавливается плата наездник (ПН), которая содержит приемопередатчики, отвечающие спецификации RS-422/485. Во избежание наводок на плату контроллера с датчика положения, входы и выходы гальванически развязаны. Плата наездника с контроллером МК17.1 показана на рис. 4.16

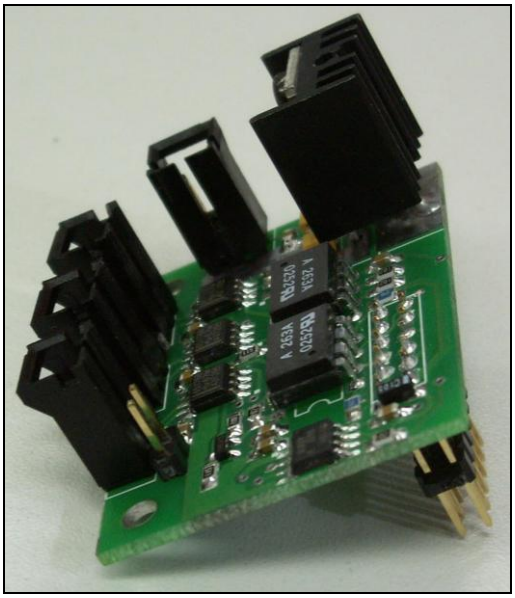


Рис. 4.16 Плата наездник на контроллер МК17.1 для расширения подключения датчика положения с протоколом связи SSI

Топология подключения ДПР в мультипроцессорной системе показана на рис. 4.17. Использование ДПР с SSI интерфейсом в мощных многосекционных ВИП требует установки устройства, которое производит тактирование сигналов датчика. В представленной схеме это периферийный блок (ПБ), который помимо тактирования выполняет функции контроля температуры двигателя, а также взаимодействия с системой верхнего уровня.

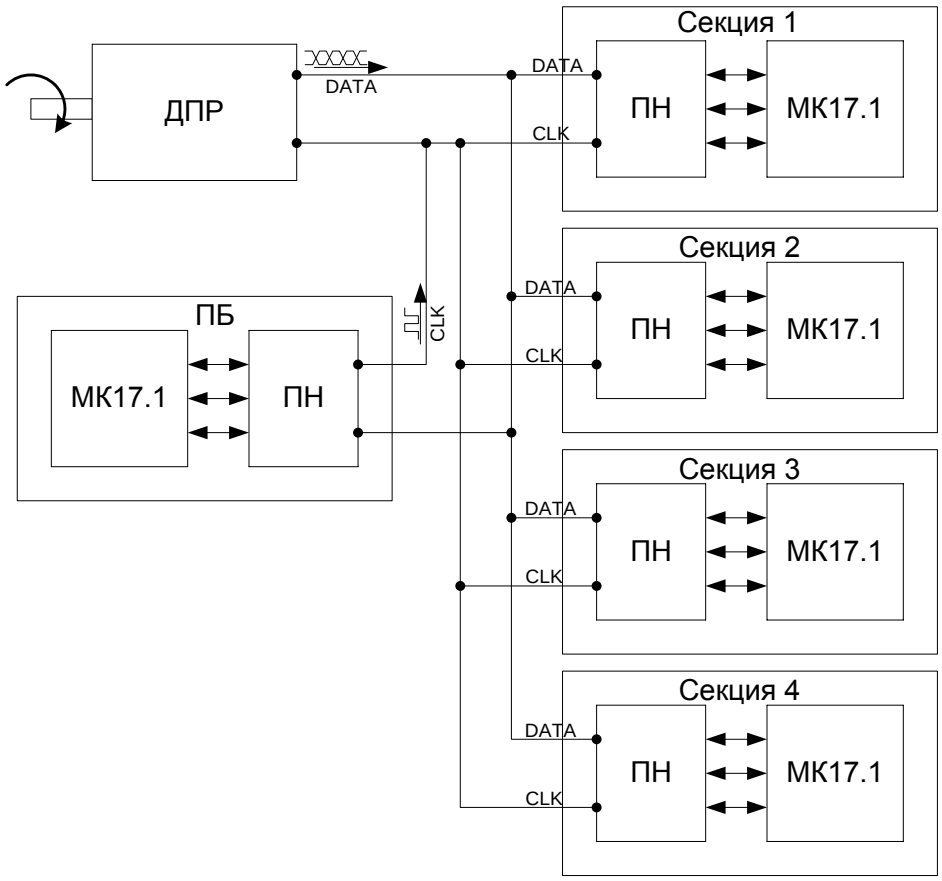


Рис. 4.17 Топология подключения датчика положения (ДПР – датчик положения ротора, ПН – плата наездник, ПБ – периферийный блок)

В итоге получается система, в которой есть задающий частоту тактирования «мастер» и до 32-х «подчиненных» секций. Однако, благодаря использованию приемопередатчиков интерфейсов RS-422/485, возможен отказ от ПБ, функции которого может выполнять одна из секций.

4.2.4 Повышение точности измерения скорости и положения ротора с использованием фильтра Калмана

Принятые данные датчика положения ротора любого типа могут иметь ошибки, связанные с помехами по каналу передачи или плохую синусоидальность сигнала (например, ДПР на аналоговых элементах Холла). В большинстве случаев использование простого инерционного фильтра с требуемой полосой пропуска-

ния невозможно, что связано с большими амплитудными и фазными искажениями фильтруемых сигналов. Ошибки, связанные с наводками на получаемый сигнал с ДПР и его не синусоидальность, качественно фильтровать обычными инерционными фильтрами не целесообразно, поэтому решением может быть использование фильтра Кальмана для синусно-косинусного сигнала.

Как показано в [38, 45] фильтр Калмана используется для выделения первой гармоники из сильно зашумленного сигнала. Кроме того, фильтр содержит дополнительную неизмеряемую переменную состояния и может идентифицировать частоту сигнала.

Рекурсивный алгоритм стохастического фильтра используется для оценочного расчета координат системы, что часто используется в системах бездатчиковой оценки координат электропривода. В данном случае используется 2 сигнала – функция синуса и косинуса с измеренного угла положения, которые описываются формулами:

$$f(x_k) = \begin{bmatrix} x_1 \cos(x_3 \Delta T) - x_2 \sin(x_3 \Delta T) \\ x_1 \sin(x_3 \Delta T) + x_2 \cos(x_3 \Delta T) \\ x_3 \end{bmatrix}, \tag{4.15}$$

причем переменную X3 можно считать неизменной за период дискретизации ΔT.

Дискретная модель поведения переменных состояния может быть записана так:

$$\hat{X}_{k+1,k} = f(\hat{X}_{k,k}) + W, \tag{4.16}$$

$$Y_{k+1} = C\hat{X}_{k+1,k} + R, \tag{4.17}$$

$$c = \begin{bmatrix} 100 \\ 010 \end{bmatrix}$$

где k – текущий шаг, $k+1$ – следующий шаг определения переменных, $x_{k,k} = [e_{\beta 1}, -e_{\alpha 1}, \omega_r]_{k,k}{}^T$ – вектор переменных состояния, $Y_{k+1} = [e_\beta, -e_\alpha]_{k+1}{}^T$ – вектор измеренных сигналов, W и R – вектора погрешностей модели и измерения.

Начиная с модели системы, представленной выражениями (16) и (17), расширенный фильтр Калмана будет организован так:

$$\hat{X}_{k+1,k+1} = \hat{X}_{k+1,k} + G_{k+1}\left[Y_{k+1} - C\,\hat{X}_{k+1,k}\right], \tag{4.18}$$

$$\text{где } \hat{X}_{k+1,k} = f(\hat{X}_{k,k}) \tag{4.19}$$

– предварительное одношаговое состояние. G_k – матрица усиления Калмана, вычисленная на основе линеаризованной системы оценки состояния $\hat{X}_{k,k}$, при помощи рекурсивных формул:

$$P_{k+1,k} = F\left(\hat{X}_k\right)P_{k,k}F^T\left(\hat{X}_k\right) + W, \tag{4.20}$$

$$G_{k+1} = P_{k+1,k}C^T\left\{CP_{k+1,k}C^T + R\right\}^{-1}, \tag{4.21}$$

$$P_{k+1,k+1} = \left\{I - G_{k+1}C\right\}P_{k+1,k}, \tag{4.22}$$

где $F\left(\hat{X}_k\right)$ – матрица линеаризованной системы, элементы которой следующие:

$$F_{ij}(\hat{X}_k) = \left.\frac{\partial f_{ij}(X_k)}{\partial X_j}\right|_{X_k = \hat{X}_k}, \tag{4.23}$$

$$F_{11} = F_{22} = \cos(\hat{x}_3\Delta T)\,|_k, \tag{4.24}$$

$$F_{21} = -F_{12} = \sin(\hat{x}_3\Delta T)\,|_k, \tag{4.25}$$

$$F_{13} = [-\hat{x}_1\Delta T\sin(\hat{x}_3\Delta T) - \hat{x}_2\Delta T\cos(\hat{x}_3\Delta T)]_k, \tag{4.26}$$

$$F_{23} = [\hat{x}_1\Delta T\cos(\hat{x}_3\Delta T) - \hat{x}_2\Delta T\sin(\hat{x}_3\Delta T)]_k, \tag{4.27}$$

$$F_{31} = F_{32} = 0,$$

$$F_{33} = 1.$$

Работоспособность алгоритма была проверена на модели в среде MATLAB. Структура модели представлена на рис. 4.18. Цифрами отмечена последовательность вычислений алгоритма.

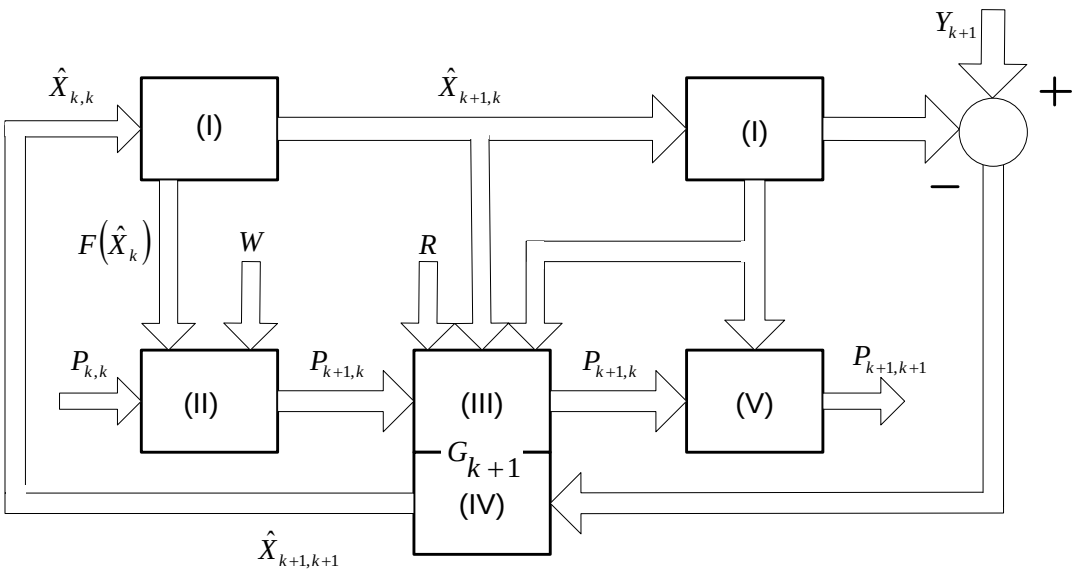


Рис. 4.18 Структура расширенного фильтра Калмана для синусно-косинусного сигнала

Проверка работоспособности осуществлялась фильтрацией синусно-косинусных сигналов с наложенными на них помехами с различными значениями векторов W и R.

На рис. 4.19 показан результат работы фильтра Кальмана на модели в среде MathLab. Величина помехи составляет 30% от основного сигнала. На выходе фильтра видно полное восстановление 1-ой гармоники синусно-косинусных входных сигналов.

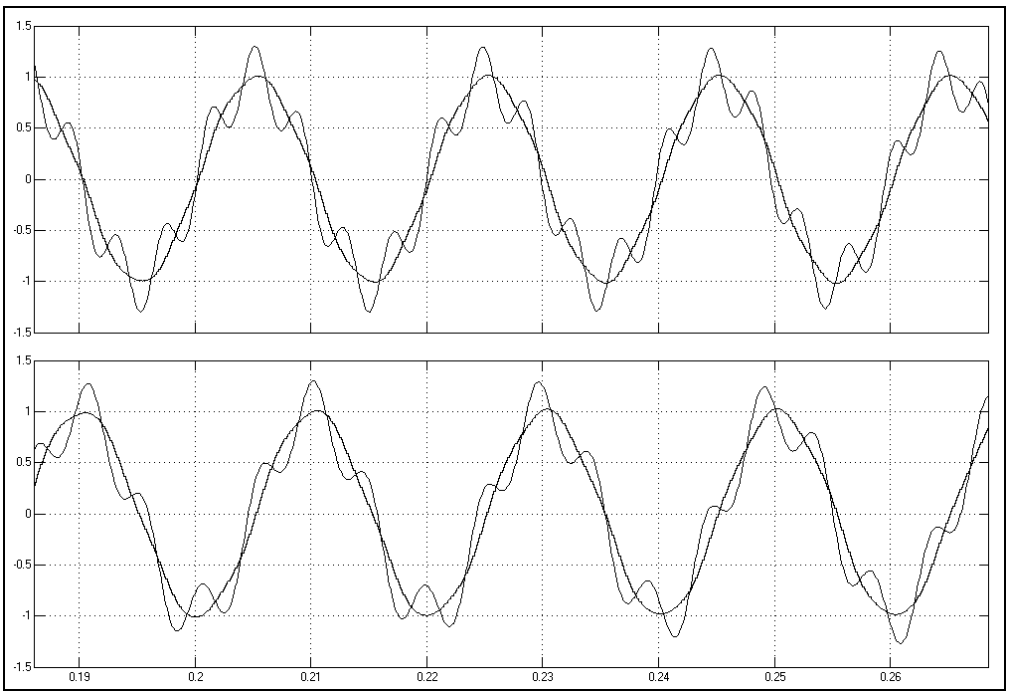


Рис. 4.19 Результаты работы модели фильтра Кальмана в среде MathLab

Главным преимуществом фильтра Кальмана является то, что он стремиться из любого сигнала сделать синусно-косинусный, что полностью исключает появление помехи на отфильтрованном сигнале.

Недостатком в использовании алгоритма Кальмановской фильтрации является сложность вычисления, так как производятся емкие математические операции с матрицами. Однако, благодаря упрощению матричных выражений возможна их реализация на процессорах DSP (TMS320F240) в формате с фиксированной точкой [54]. Упрощение связано с тем, что фильтр Кальмана для синусно-косинусных сигналов имеет матричные выражения, которые содержат одинаковые элементы или 0. Матричные выражения раскрываются и записываются в виде линейных уравнений. При этом часть одинаковых вычислений исчезает, что в конечном итоге значительно снижает время расчета.

Алгоритм фильтра Кальмана был апробирован на опытном образце ВИП с использованием контроллера МК17.1. Контроллер принимал синусно-косинусный сигнал датчиков положения на аналоговых элементах Холла. Результаты работы фильтра в программной среде Code Composer показаны на рис. 4.20.

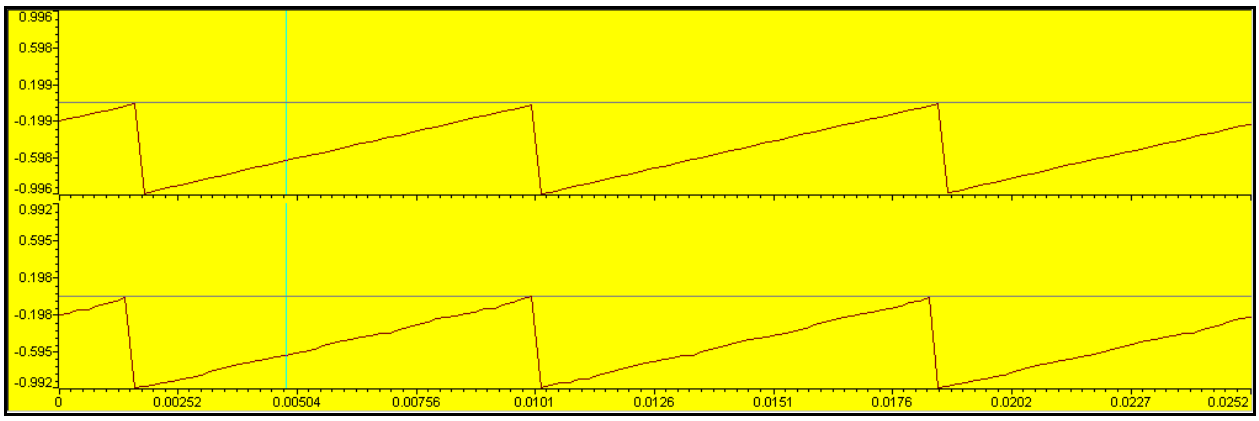


Рис. 4.20 Оценка угла без применения фильтра Калмана (внизу) и с фильтром Калмана (вверху) полученного с ДПР на аналоговых элементах Холла

Выводы по главе

1. Для создания системы управления по решению требуемой задачи обосновано использование специализированных высокопроизводительных контроллеров фирмы Texas Instruments – TMS320F28XX.
2. Указаны требования к архитектуре контроллера по реализации ВУ для ВИП с НВ.
3. На базе выбранных специализированных микроконтроллеров с участием автора созданы контроллеры МК13.1 и МК17.1.
4. Рассмотрены возможные варианты построения каналов измерения положения ротора ВИД. Разработана оригинальная конструкция ДПР на аналоговых элементах Холла, а так же схемотехническое решение для повышения помехозащищенности канала измерения. Проведены исследования ДПР и предложены способы повышения точности путем правильного размещения чувствительных элементов.
5. Предложена топология подключения контроллеров секций многосекционного ВИП для получения сигналов абсолютного датчика положения. Разработана плата сопряжения для работы с абсолютным датчиком положения вала в мультипроцессорной системе управления.
6. Реализован алгоритм обработки сигналов ДПР с использованием фильтра Калмана.

Глава 5. Экспериментальные исследования ВИП с векторной системой управления на базе экспериментального ВИД с НВ ДВИ-3

5.1 Введение

Экспериментальные исследования ВИП с векторной системой управления производились для проверки технических характеристик экспериментальных образцов двигателей, подтверждение правильности алгоритмов векторной системы управления, а также для испытания новой микропроцессорной системы управления силового преобразователя и встроенного датчика положения.

Программа испытаний вентильного индукторного двигателя на лабораторном стенде включала следующие исследования:

- Экспериментальное определение параметров ИД (сопротивления статора, обмотки возбуждения, собственных и взаимных индуктивностей и т.п.)
- Экспериментальное определение параметров ИД в генераторном режиме работы
- Исследование гармонического состава ЭДС и определение механических потерь и потерь на перемагничивание
- Исследование режима короткого замыкания и токоскоростных характеристик
- Статические механические характеристики в режиме векторного управления
- Энергетические показатели (КПД, коэффициент мощности)
- Оценка перегрузочной способности по моменту
- Тепловые испытания
- Оценка диапазона регулирования скорости в режиме векторного управления
- Динамические характеристики в режиме векторного управления

Для адекватности полученной модели представленной в главе 2 было произведено сравнение характеристик, полученных в результате моделирования с результатами экспериментальных исследований.

Автор настоящей диссертации принимал непосредственное участие в создании лабораторного стенда на всех этапах работы, а так же в настройке и испытаниях системы.

Для испытаний были изготовлены два экспериментальных вентильных индукторных двигателя с независимым возбуждением ДВИ-3 номинальной мощностью 0.75 кВт, разработанных на кафедре ЭКАО в научной группе Русакова А.М.. Двигатель имеет 2-х пакетную конструкцию с радиально-аксиальным замыканием магнитных потоков и вывешенными обмотками возбуждения, число пар полюсов равно количеству зубцов ротора – 7. Конструкция опытного образца двигателя представлена на рис. 5.1, двигатель показан на рис. 5.2.

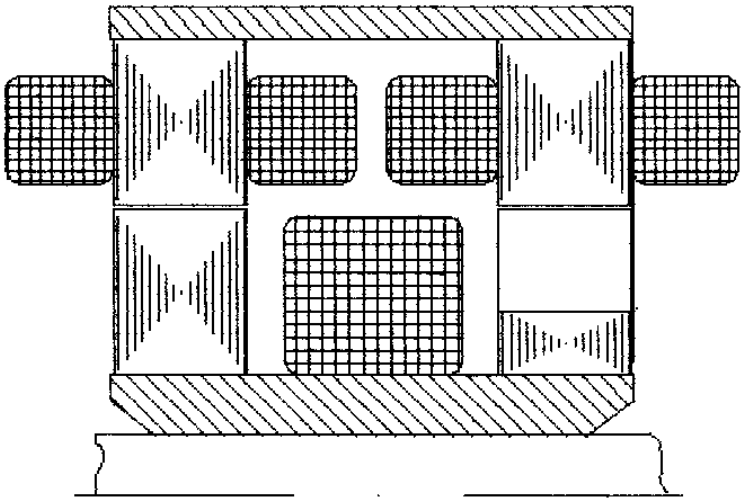


Рис. 5.1 Конструкция двигателя ДВИ-3

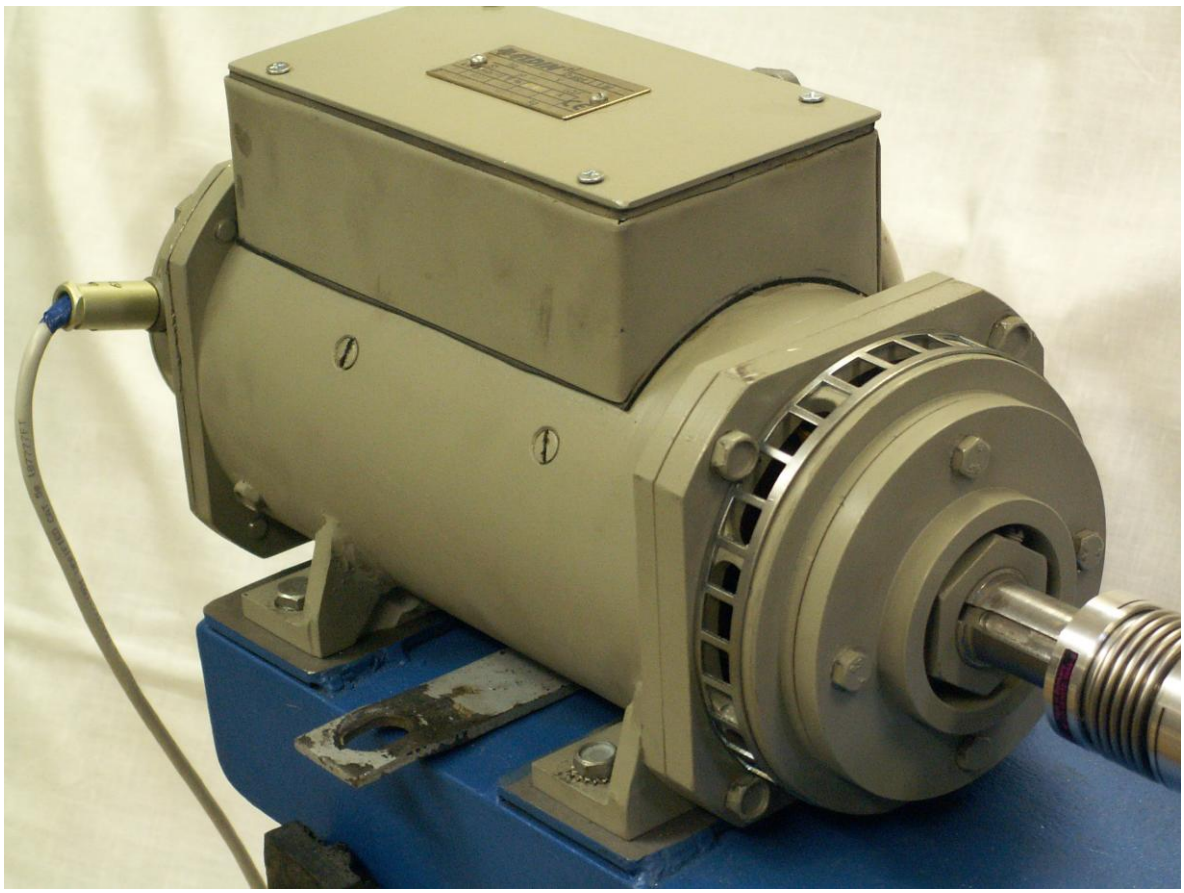


Рис. 5.2 Экспериментальный образец двигателя ДВИ-3

Основные расчетные технические данные экспериментального образца двигателя ДВИ-3:

- Номинальная мощность 0.75 кВт
- Частота вращения номинальная 1000 об/мин
- Номинальный момент 7.16 Н/м
- Максимальная частота вращения в режиме ослабления поля 8000 об/мин
- Регулирование скорости в режиме поддержания постоянной мощности 8:1
- Максимальный вращающий момент 20 Нм
- Кратность допустимого максимального момента 2.5
- Кратность мощности в повторно-кратковременном режиме (S3) 1.5
- Номинальный фазный ток 5.7А
- Линейное напряжение 400В

- КПД 0.85%
- Момент инерции ротора 0.002 кгм^2
- Масса активных материалов 10 кг
- Масса двигателя 18 кг

5.2 Компьютерный автоматизированный стенд для исследований комплектных ВИП

5.2.1 Силовой преобразователь для управления экспериментальными двигателями

По приведенной выше структуре силовой части ВИП на кафедре АЭП в научной группе Острирова В.Н. были созданы два унифицированных силовых преобразователя «Универсал 7.5 (ВИД)», которые ориентированы на управления двигателями с 3-х фазным короткозамкнутым статором и дополнительным каналом управления (чоппером) ОВ [29]. Функциональная электрическая схема унифицированного преобразователя представлена на рис. 5.3.

Максимальная мощность испытуемого двигателя составляет 3 кВт при расчетной скорости вращения 3000 об/мин. Однако, для исследования режимов перегрузки по моменту и динамики привода габаритная мощность инвертора была выбрана равной 7.5 кВт (из типового ряда).

Рис. 5.3. Функциональная схема ВИП «Универсал 7.5 ВИД»

Силовой преобразователь «Универсал 7.5 ВИД» оснащен 2-х процессорной системой управления. Управление инвертором и обмен информацией с локальной промышленной сетью, управление внутренним дискретным автоматом осуществляет контроллер МК17.1. Для освобождения процессорного времени на отображение параметров системы, используется процессорный пульт оперативного управления ПУ12.1. Связь между управляющим контроллером и пультом осуществляется по промышленному протоколу CANOpen. Частичная настройка системы управления осуществляется пультом, основное конфигурирование системы производится персональным компьютером. Внешний вид силового преобразователя «Универсал 7.5 ВИД» представлен на рис. 5.4.

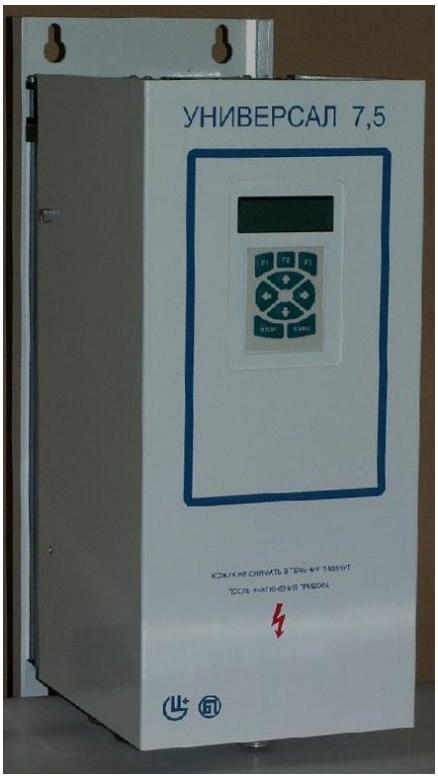


Рис. 5.4 Силовой преобразователь «Универсал 7.5 ВИД»

5.2.2 Структура экспериментального стенда

Экспериментальный стенд представляет собой два соединенных через бесконтактный датчик момента экспериментальных двигателя. Каждый двигатель управляется от собственного силового преобразователя, работающего в режиме векторной системы управления.

Схема испытательного стенда представлена на рис. 5.5. Бесконтактный датчик момента TS20WN имеет диапазон измерения момента ±10 Нм, точность 0,5%. Выходные показания датчика момента (формат 0-5В) регистрируются цифровым вольтметром. Обмотки возбуждения обоих двигателей подключены к независимым источникам напряжения с возможностью регулировки тока с 0 до 7,5 А.. Регистрация тока в обмотках возбуждения производится с помощью амперметров серии Э514.

Нагрузочный двигатель управляется от преобразователя работающего с векторным управлением в режиме поддержания момента. Грубое изменение момента нагрузочного двигателя производится изменением уставки момента с пульта преобразователя, точное – изменением тока в обмотке возбуждения.

К преобразователю нагрузочного двигателя, в основном работающего в режиме генератора, подключен тормозной резистор, который используется для приема энергии. При работе экспериментального двигателя с возможной 2.5 перегрузкой по моменту использовался тормозной резистор на рассеиваемую мощность 10 кВт.

Испытуемый двигатель управляется от преобразователя с векторным управлением в режиме поддержания заданной скорости. Входная мощность, потребляемая приводом, регистрируется универсальным цифровым измерителем параметров 3-х фазной сети DMK-30. Система управления испытуемого ВИП подключена через внутрисхемный эмулятор к персональному компьютеру. Программа среды эмуляции используется для регистрации внутренних переменных (частотой вращения двигателя, амплитудой фазных токов) и оперативного управления.

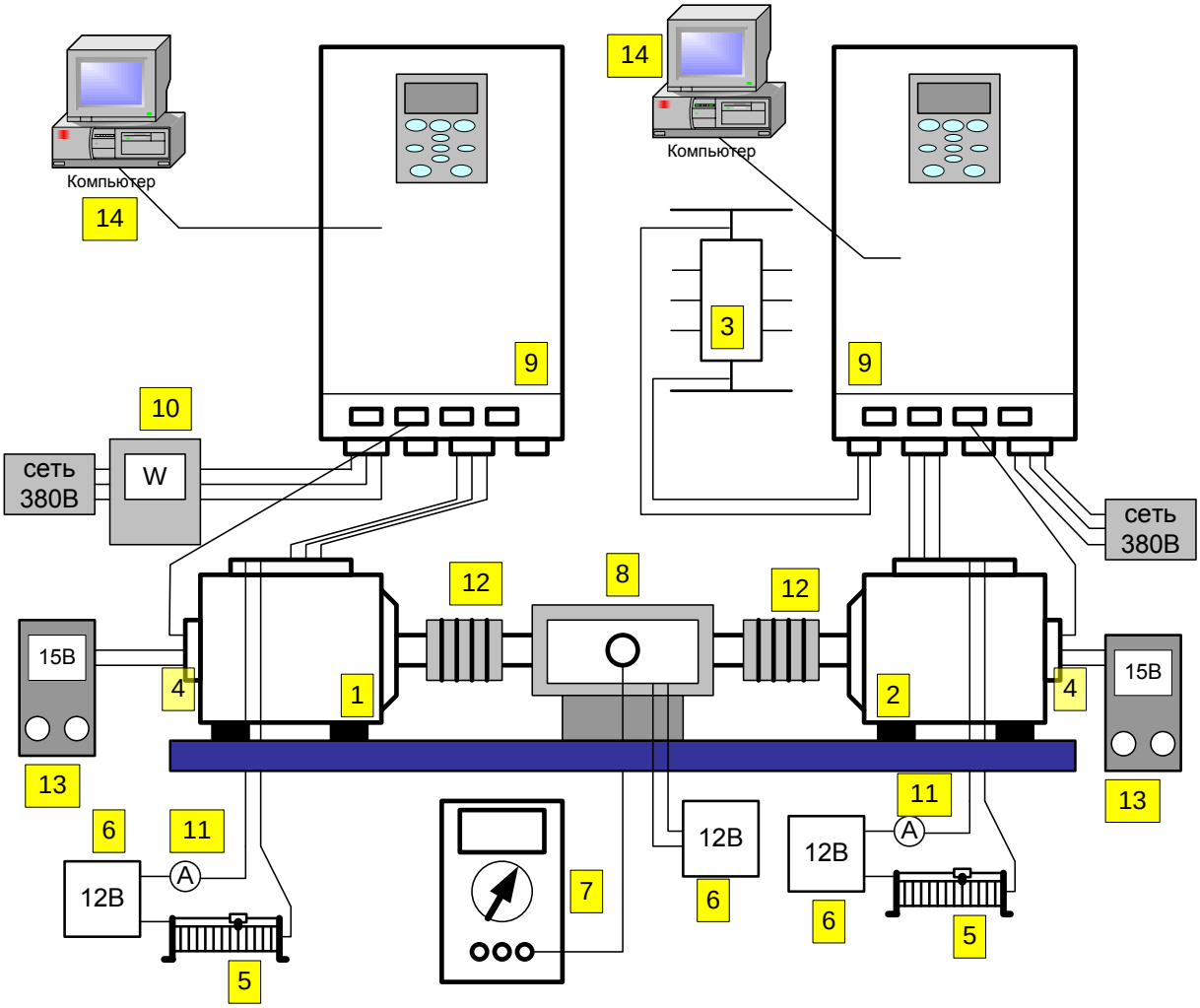


Рис. 5.5. Схема стенда по снятию статических механических характеристик экспериментального образца двигателя ДВИ-3.

Позиционные обозначения приборов экспериментального стенда:

1 – приводной двигатель ДВИ-3,
2 – нагрузочный двигатель ДВИ-3,
3 – нагрузочный резистор,
4 – датчик положения на аналоговых элементах Холла,
5 – реостат,
6 – источник питания ОВ,
7 – цифровой вольтметр U-58D,
8 – датчик момента T20WN,
9 – преобразователь частоты «Универсал ВИД 7.5»,
10 – универсальный измеритель параметров 3-х фазной цепи DMK-30,
11 – амперметр Э514,
12 – муфты соединительные (сильфонные),
13 – регулируемый источник постоянного напряжения,
14 – персональный компьютер.

5.3 Снятие электрических и электромагнитных параметров двигателя и сверка их с расчетными данными

Активные сопротивления обмоток статора и обмотки возбуждения двигателя снимались специализированным портативным измерителем импеданса MT4080D при температуре окружающей среды 20°С. Данные полученных измерений приведены в таблице №5.1.

Таблица №5.1 Сопротивление фаз статора и обмоток возбуждения при постоянном токе в холодном состоянии

Место измерения	Сопротивление, Ом
Фаза А	0,621
Фаза В	0,621
Фаза С	0,618
ОВ1	0,662
ОВ2	0,665

Собственные индуктивности обмоток статора и обмоток возбуждения снимались с помощью портативного измерителя импеданса на частотах 100 Гц и 1000 Гц. Измерение индуктивностей статора проводилось при отсутствии тока возбуждения и измерялось максимальное и минимальное значение на одном электрическом обороте. Данные измерений сведены в таблицу 5.2.

Таблица 5.2. Результаты измерения собственных индуктивностей фаз статора и обмоток возбуждения

Место Измерения	Частота измерения, Гц	Индуктивность, мГн	
		Мин.	Макс.
Фаза А	1000	3,73	4,15
Фаза В		4,23	5,0
Фаза С		4,3	4,95
ОВ1	100	15,38	15,38
ОВ2		14,99	14,99

Схема измерения межфазной взаимной индуктивности приведена на рис. 5.6. Питающее синусоидальное напряжение подавалось на фазу А, а изме-

рение напряжения осуществлялось фазе В, взаимную индуктивность с которой необходимо установить, то есть измерялось ЭДС трансформации в разомкнутой фазе. В цепь фазы А было включено измерительное сопротивление для определение тока. Напряжение фазы А, измеренный ток на сопротивлении и напряжение трансформации фазы В регистрировались 4-х лучевым осциллографом TDS3034B.

Расчет взаимной индуктивности проводится следующим образом:

$$L_{AB} = \frac{U_{ВЫХ.MAX}}{I_{BX.MAX} \cdot 2\pi \cdot f} = \frac{U_{ВЫХ.MAX} \cdot R}{U_R \cdot 2\pi \cdot f}, \qquad (5.1)$$

где

$U_{ВЫХ.MAX}$ - амплитудное значение напряжения измеряемой фазы,

U_R - значение напряжения на измерительном сопротивлении R, равным 1.2 Ом.,

f - частота вводимого в первичную фазу синусоидального сигнала.

Измерения проводились на частотах, не превышающих максимальную частоту токов в обмотках статора – 250 Гц.

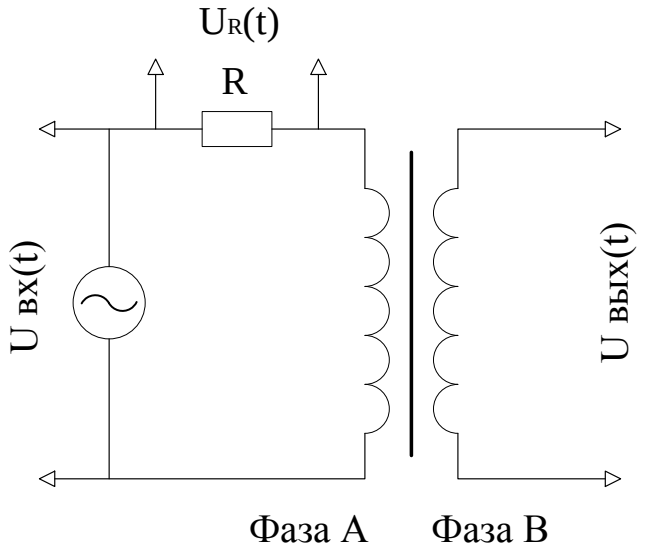


Рис. 5.6. Схема измерения взаимной индуктивности фазных обмоток экспериментального двигателя ДВИ-3.

Таблица 5.3 Результаты измерения взаимных индуктивностей фаз экспериментального двигателя ДВИ-3

Частота входного напряжения, Гц	Uвх.ампл., В	Uвых. ампл, мВ	U_R, мВ	L_{ab}, мкГн	$L_{ab.cp}$, мкГн
250	2,48	72,0	404	126	129,6
	1,96	66,4	336	119	
	1,45	42,0	224	133	
	0,972	28,4	148	136	
	0,608	14,7	78	134	

Сравнивая данные таблиц 5.2 и 5.3 можно отметить, что значения взаимных индуктивностей на два порядка меньше значений собственных индуктивностей фаз, поэтому при синтезе системы управления с высокой точностью можно пренебречь величиной взаимной индуктивности фаз и рассматривать электромагнитные процессы, происходящие в машине раздельно и пофазно.

5.4 Исследования опытного образца двигателя ДВИ-3 в генераторном режиме работы

Испытания исследуемого двигателя в генераторном режиме позволяют определить форму и величину ЭДС машины, а также косвенно, расчетным путем определить взаимную индуктивность между фазными обмотками и обмоткой возбуждения.

Таблица 5.4 Значения фазных ЭДС при различных значениях тока возбуждения, частота вращения 3000 об/мин

If, A	Еа.ср.ф., В	Ев.ср.ф., В	Ес.ср.ф., В	Еср.ф., В
1	27,41	32,9	38,38	32,9
2	52,89	62,57	71,92	62,64
3	77,72	92,95	104,96	91,88
4	99,36	117,78	125,80	114,31
5	117,78	131,405	145,02	131,40

Зависимости средней амплитудной фазной ЭДС (Еф.ампл) двигателя ДВИ-3 от тока в цепи обмотки возбуждения (If), а так же расчетная зависимость (по результатам электромагнитных расчетов двигателя) представлены на рис. 5.7

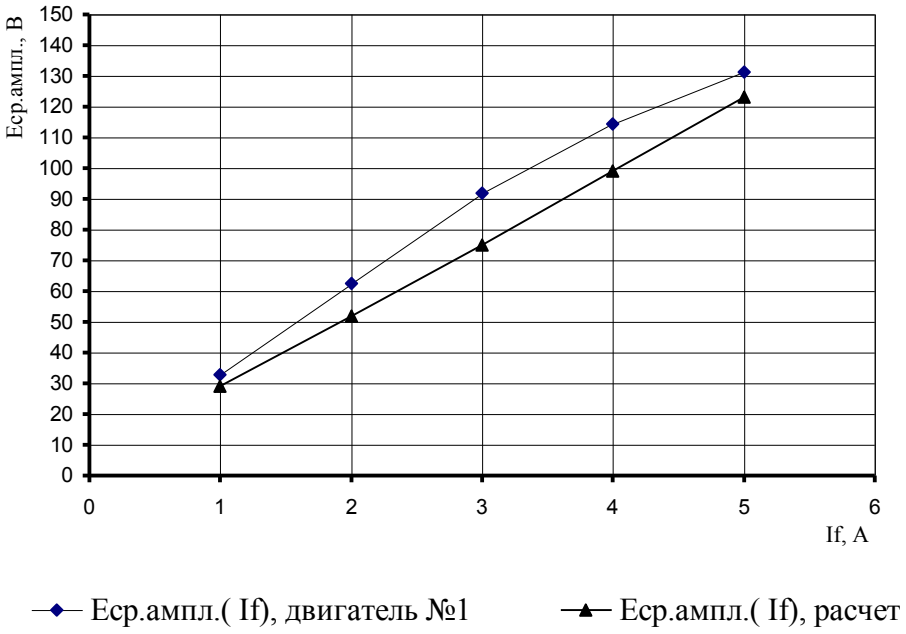


Рис.5.7 Экспериментальные и расчетные зависимости амплитудных значений фазных ЭДС от тока возбуждения при частоте вращения 3000 об/мин

Осциллограммы мгновенных фазных ЭДС двигателя ДВИ-3, при скорости вращения n=3000 об/мин и токе возбуждения I_f=5А показаны на рис. 5.8.

Частотный спектр сигналов ЭДС анализировался с помощью встроенных функций быстрого преобразования Фурье. Результаты анализа представлены в виде осциллограммы частотного спектра на том же рисунке применительно к фазе А и на двух следующих рисунках применительно к фазам В и С. Отмеченная на осциллограммах частота 250 Гц строго соответствует частоте вращения двигателя 3000 об/мин при числе пар полюсов, равном 5. Дополнительно на экран выведен масштаб мгновенных фазных ЭДС (50.0 В).

Как видно из рис. 5.8, кривая гармонического состава ЭДС фазы А содержит основную гармонику амплитудой 77,6 В, а также третью и пятую гармоники, амплитудой, соответственно, 4.0В и 2.0 В.

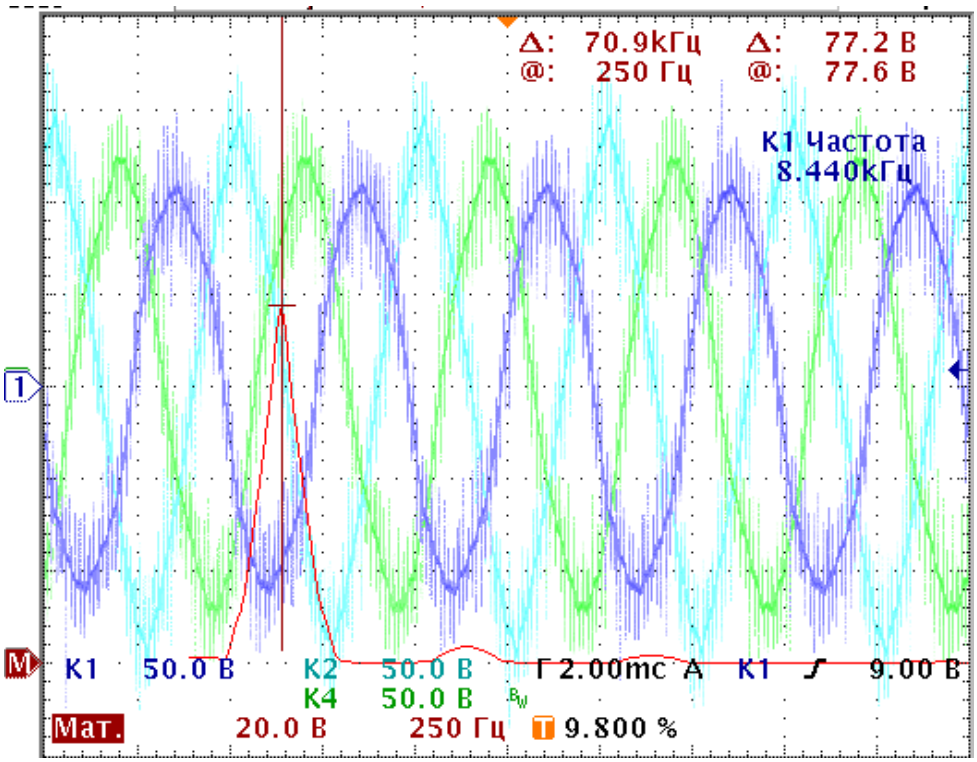


Рис. 5.8 Осциллограмма ЭДС двигателя ДВИ-3 и спектрограмма ЭДС фазы А (красный сигнал М)

Сводка данных по содержанию 3-ей и 5-ой гармоник в сигнале ЭДС каждой из фаз двигателя находятся в табл. 5.5

Таблица 5.5 Гармонический состав ЭДС опытного образца двигателя ДВИ-3 при n=3000 об/мин, I_f=5А

Номер гармоники в сигнале	Фаза А		Фаза В		Фаза С	
	Еа ампл., В	Еа гарм, В	Ев ампл.,В	Ев гарм, В	Ес ампл., В	Ес гарм, В
1	112,98	77,6	123,39	77,6	139,42	89,2
3		4,0		4,4		5,6
5		2,0		2,0		2,0

Для определения взаимной индуктивности между фазой и обмоткой возбуждения воспользуемся результатами экспериментального определения ЭДС двигателя, в соответствии с выражением:

$$e_i = \frac{d\theta}{dt} i_f \frac{dL_{if}}{d\theta} = \omega \cdot i_f \cdot \frac{dL_{if}}{d\theta} \qquad (5.2)$$

$$e_A = e_A \cdot \sin \omega t = -\omega \cdot i_f \cdot L_{Af\,\max} \cdot \sin \theta \qquad (5.3)$$

$$L_{Ai\max} = \frac{-\sqrt{2} \cdot 30 \cdot e}{\pi \cdot n \cdot i_f} \qquad (5.4)$$

Таблица 5.6. Величина взаимоиндуктивности фазных обмоток и обмотки возбуждения

Ток возбуждения, А	Скорость вращения, об/мин	ЭДС, В	Максимальная взаимоиндукция, Гн
1	3000	27,41	0.123
2	3000	52,89	0.119
3	3000	77,72	0.116
4	3000	99,36	0.111
5	3000	117,78	0.106

По результатам исследований двигателя в генераторном режиме можно сделать выводы:

- Фактическое измеренное амплитудное значение ЭДС (по первой гармонике) отличается от расчетного не более чем на 10% во всем диапазоне измерений, а при номинальном токе возбуждения практически совпадает с расчетным. Это доказывает правильность методики электромагнитных расчетов при проектировании опытных образцов двигателей;
- Разброс амплитудных значений ЭДС по каждой фазе составляет не более 12% от среднего значения, что вызвано несколькими причинами: погрешностью в установке пакетов ротора друг относительно друга (около 1 мех. град.), также отсутствием в экспериментальных образцах машин предусмотренного конструкцией машины скоса пазов из-за необходимости изготовления дорогостоящей оснастки, отклонение в моточных данных.

5.5 Исследование механических потерь в опытном образце двигателя

Для получения более точной информации о качестве изготовления опытных образцов, будем снимать моментные характеристики обоих изготовленных двигателей. Условно присвоим им номера 1 и 2. Зависимости тормоз-

ных моментов опытных образцов двигателей ДВИ-3 приведены на рис. 5.9 и 5.10.

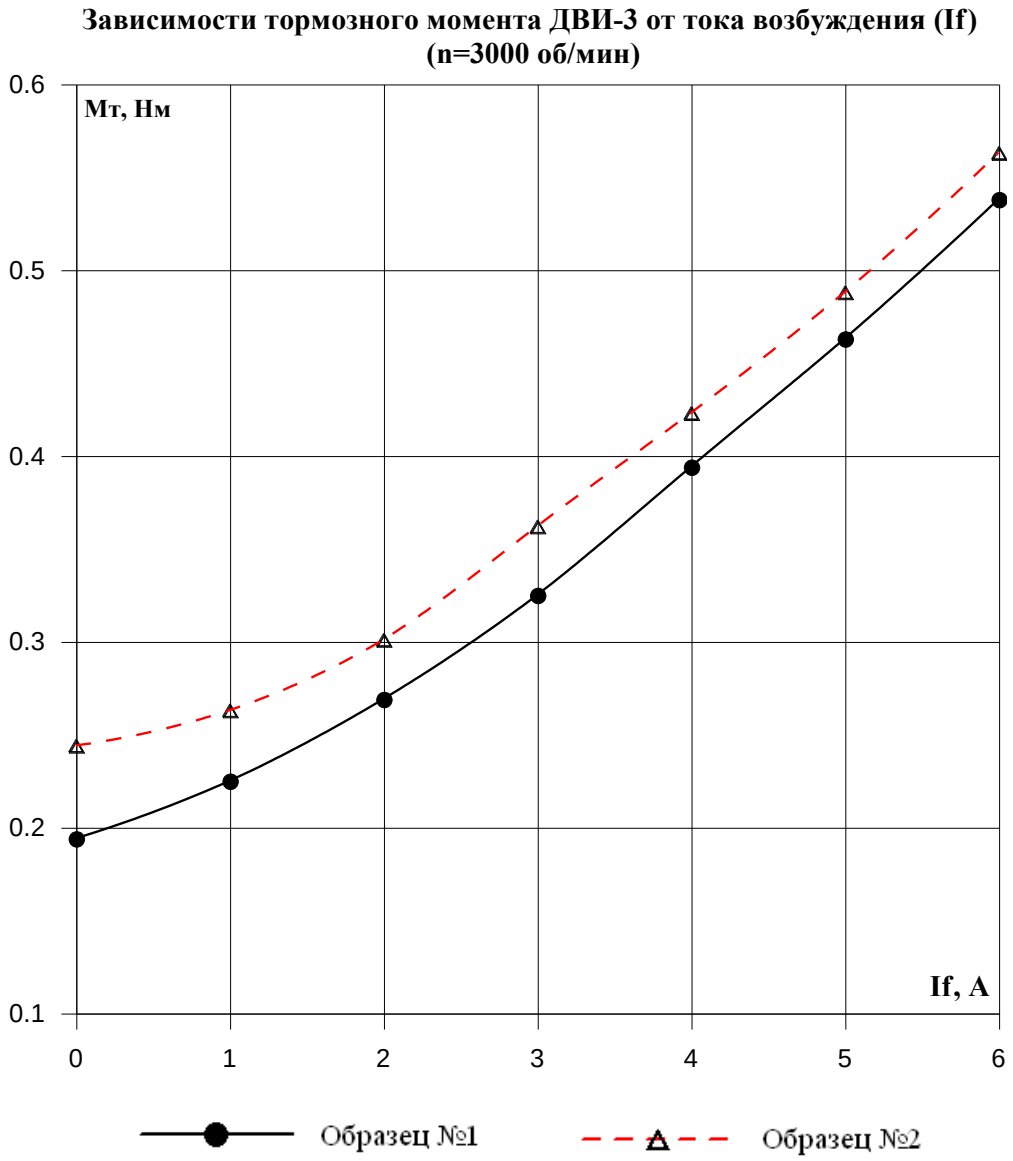


Рис. 5.9 Зависимость тормозного момента ДВИ-3 от тока возбуждения If при частоте вращения n=3000 об/мин.

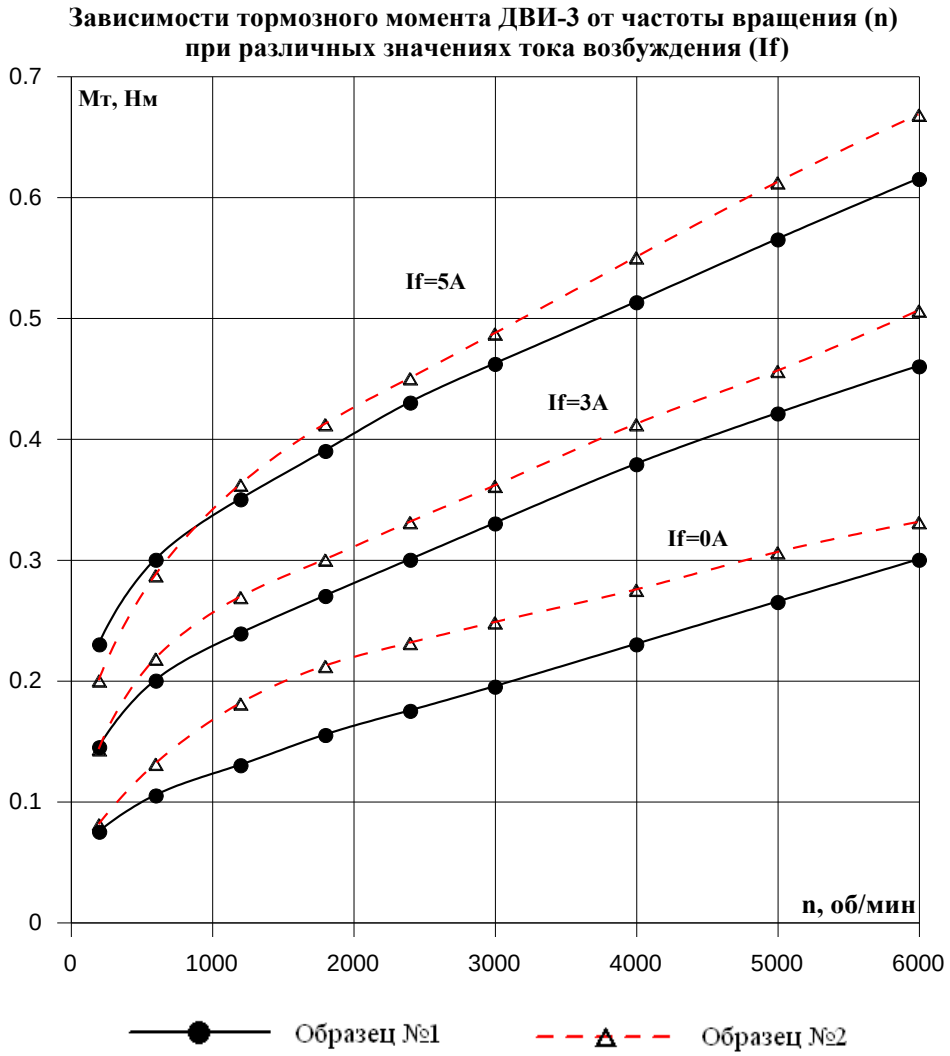


Рис. 5.10. Зависимость тормозного момента ДВИ-3 от частоты вращения n при различных значениях тока возбуждения If

Числовые данные по зависимостям тормозного момента двигателя ДВИ-3 от частоты вращения и тока возбуждения приведены в таблицах 5.7 и 5.8.

Таблица 5.7 Усредненные значения тормозных моментов (Мт) опытных образцов двигателей ДВИ-3 №1 и №2 в зависимости от величины тока обмотки возбуждения If

If, A	Мт.ср, Нм
0	0,194
1	0,225
2	0,269
3	0,325
4	0,394

5	0,463
6	0,538

Таблица 5.8 Усредненные значения тормозных моментов (Мт) опытных образцов двигателей ДВИ-3 в зависимости от величины тока обмотки возбуждения If при различных скоростях вращения n

n , об/мин	Мт, Нм при If=0 А	Мт, Нм при If=3 А	Мт, Нм при If=5 А
200	0.075	0.145	0.230
600	0.105	0.200	0.300
1200	0.130	0.239	0.350
1800	0.155	0.270	0.390
2400	0.175	0.300	0.430
3000	0.195	0.330	0.462
4000	0.230	0.379	0.513
5000	0.265	0.421	0.565
6000	0.300	0.460	0.615

Из полученных результаты тормозных моментов показывают, что:

- момент трения в подшипниках и вентилятора охлаждения в номинальном режиме работы составляет не более 1% от номинального;
- тормозные моменты, вызванные реактивной составляющей, сильно связаны с величиной тока обмотки возбуждения, что дает паразитный момент в номинальном режиме 7% от номинального. Паразитный момент, возникающий в двигателе, является составляющей не скомпенсированного реактивного момента, что возможно связано с плохим качеством изготовления двигателя (погрешностью установки пакетов ротора), а так же технологическими отклонениями от разработанной конструкции;

5.6 Исследования экспериментального двигателя в режиме короткого замыкания

Опыт короткого замыкания заключается в получении характеристик действующего фазного и суммарного (выпрямленного) тока двигателя в зависимости от тока возбуждения при различной частоте вращения испытуемого двигателя.

Функциональная схема стенда для исследования режима короткого замыкания приведена на рис. 5.11

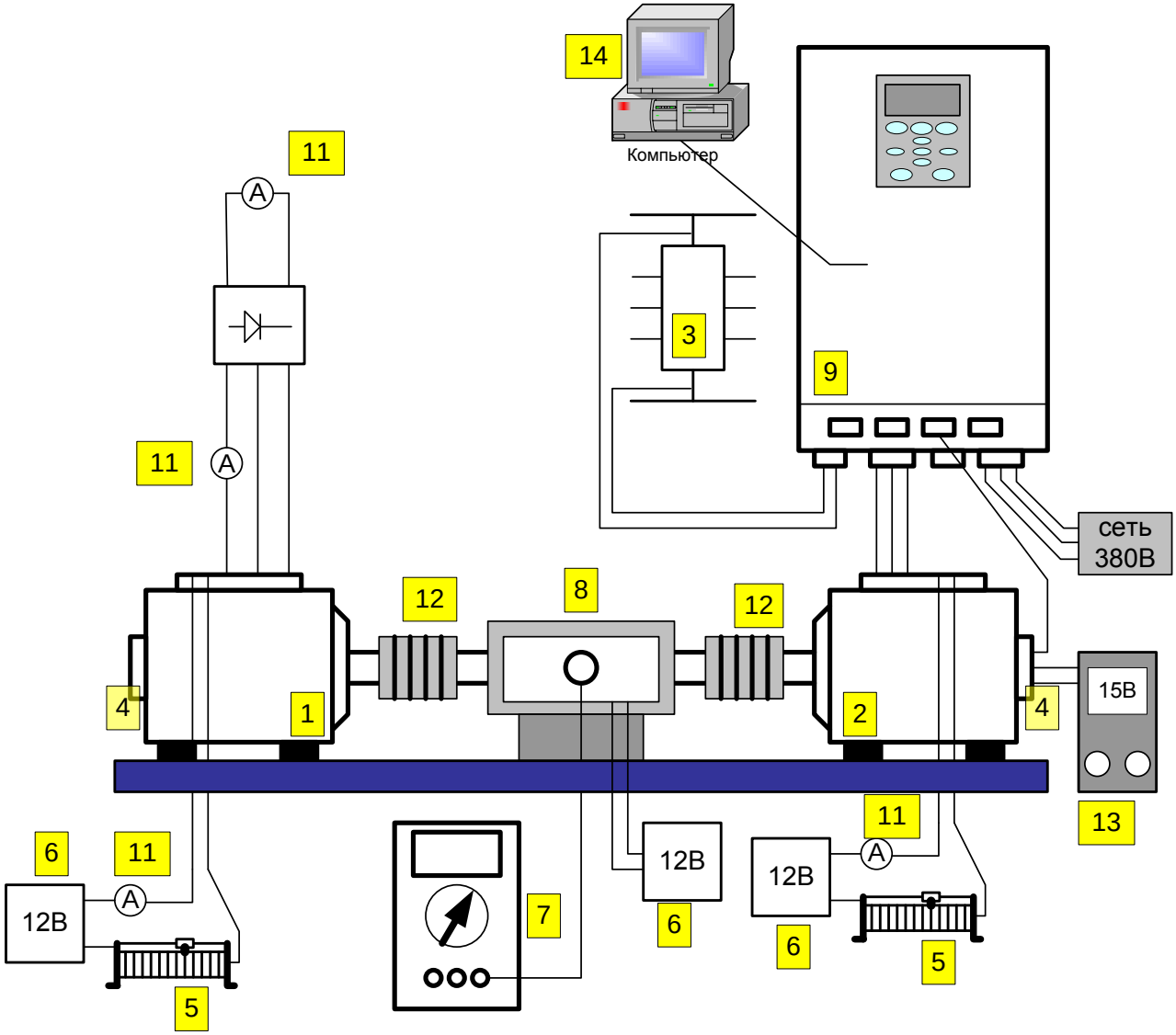


Рис. 5.11 Схема эксперимента по снятию характеристик режима короткого замыкания двигателей (В схеме эксперимента приведены следующие позиционные обозначения:1 - исследуемый двигатель; 2 - приводной двигатель; 3 - тормозной резистор; 4 - датчик положения на элементах Холла; 5 - реостат; 6 - источник питания ОВ; 7 - мультиметр цифровой; 8-датчик момента; 9 - преобразователь частоты «Универсал ВИД 7.5»; 10 - ваттметр цифровой; 11 - амперметр; 12 - муфты соединительные; 13 - регулируемый источник постоянного напряжения; 14- персональный компьютер)

Испытуемый двигатель приводится в движение приводным двигателем, управляемым от преобразователя частоты в режиме векторного управления с заданным значением скорости. Ток возбуждения задается от отдельного источника и

измеряется амперметром. Результаты экспериментов по одному из образцов сведены в таблицу 5.9.

Таблица. 5.9 Результаты исследований опытного образца двигателя в режиме короткого замыкания

n, об/мин	If, A	Iф, A	Idкз, A	Мт, Нм
200	1	0,41	0,5	0,2
	2	1,38	2,0	0,68
	3	3,05	4,2	1,66
	5	5,0	7,0	3,65
400	1	1,3	1,9	0,32
	2	2,9	4,0	0,81
	3	4,45	6,1	1,59
	5	7,42	10,2	3,8
600	1	1,6	2,3	0,3
	2	3,28	4,5	0,69
	3	4,88	6,9	1,3
	5	8,2	11,2	3,08
800	1	1,75	2,42	0,29
	2	3,4	4,75	0,6
	3	5,05	7,1	1,08
	5	8,45	11,6	2,56
1000	1	1,8	2,45	0,27
	2	3,45	4,9	0,54
	3	5,1	7,2	0,94
	5	8,5	11,8	2,18
1800	1	1,85	2,6	0,24
	2	3,55	5,0	0,41
	3	5,2	7,52	0,67
2400	1	1,87	2,6	0,24
	2	3,58	5,0	0,37
3000	1	1,88	2,6	0,24
	2	3,58	5,0	0,35

На рис.5.12, 5.13 и 5.14 приведены экспериментальные и расчетные зависимости выпрямленного и фазного тока короткого замыкания и тормозного момента в функции частоты вращения при различных значениях тока возбуждения.

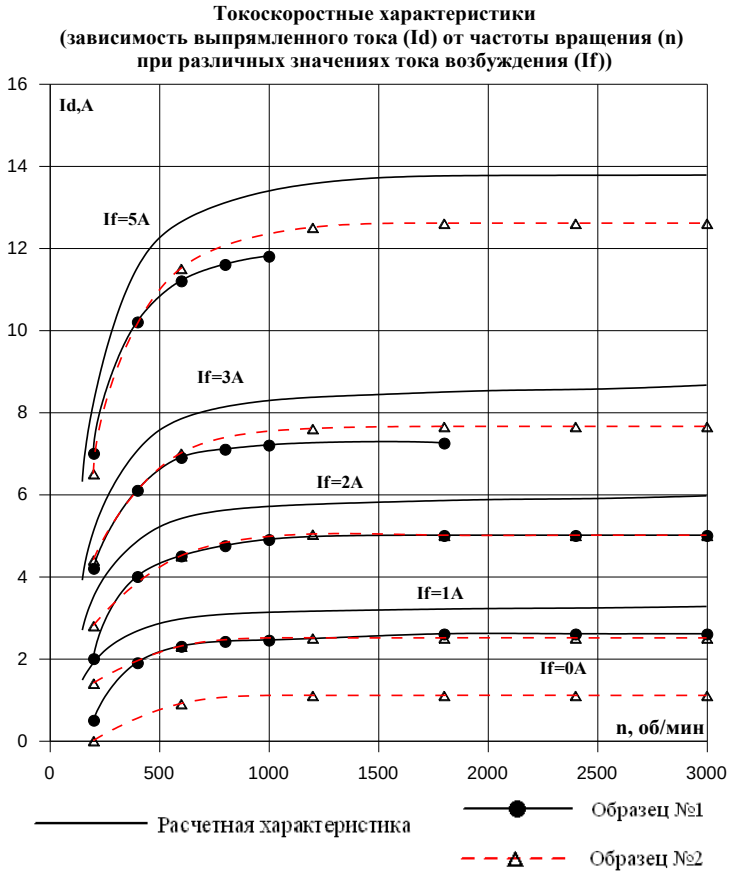


Рис.5.12 Токоскоростные характеристики для выпрямленного тока

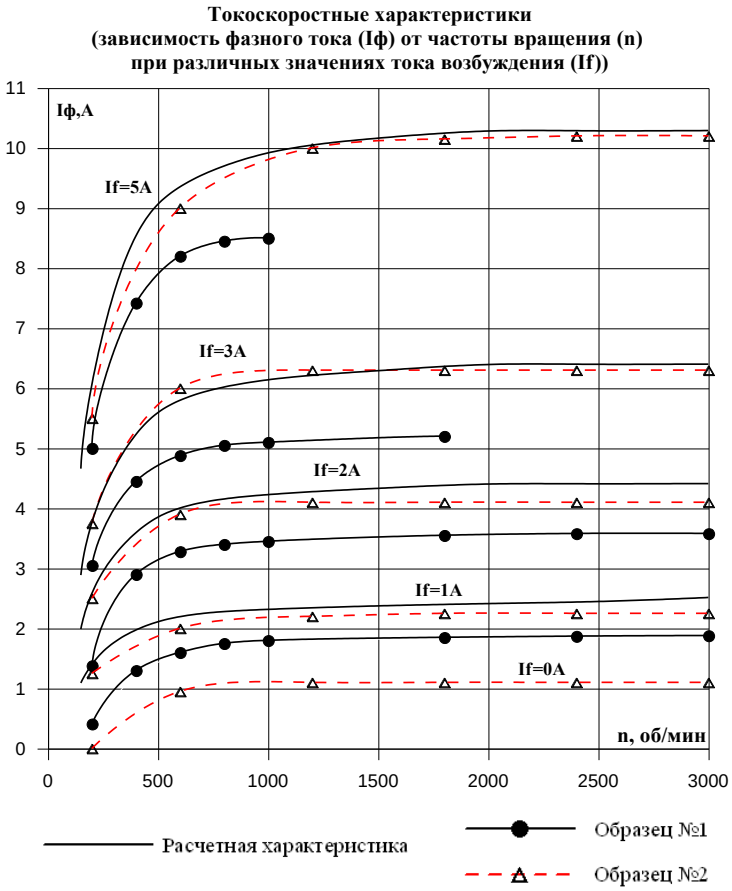


Рис.5.13 Токоскоростные характеристики для фазного тока

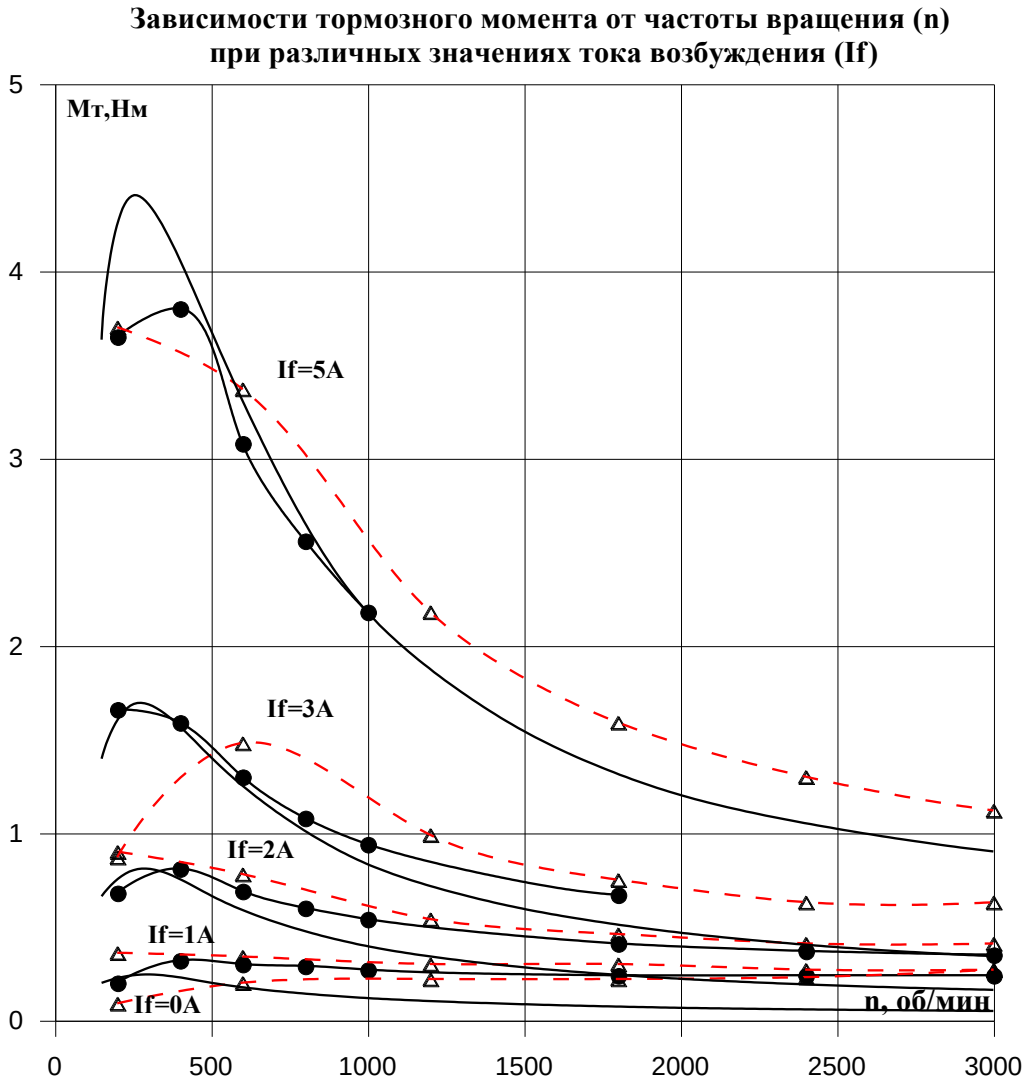


Рис.5.14 Механические характеристики в режиме короткого замыкания

Анализ полученных зависимостей режима короткого замыкания показывает, что, несмотря на близость характеристик экспериментальных образцов между собой по суммарному (выпрямленному) току и тормозному моменту, существует большой разброс по фазному току (рис.5.13). Поэтому, можно предположить, что при изготовлении электродвигателей применены материалы с различными характеристиками (или с разной термообработкой) для идентичных элементов магнитопроводов.

Тормозной момент в режиме короткого замыкания при низких частотах вращения резко увеличивается и существенно зависит от величины тока возбуждения, что позволяет в приводе организовать эффективное торможение, регулируемое током возбуждения. При этом величина фазных токов находится в диапазоне

рабочих токов двигателя. Этот режим подобен динамическому торможению асинхронного двигателя.

5.7 Статические механические характеристики в режиме векторного управления и энергетические показатели опытного образца

Численные результаты исследования энергетики экспериментального образца двигателя ДВИ-3 при токе возбуждения If=5А приведены в таблице 5.10; при токе возбуждения 7.5А с постоянной скоростью вращения 3000 об/мин в таблице 5.11.

Таблица 5.10 Численные результаты статических механических характеристик

Частота враще-ния,	M, Нм	Pвх, Вт	Iф. ампл, А	cos φ пч	P вал, Вт	ΣPмех потерь, Вт	P эл. дв., Вт	КПД сист.	КПД двиг.
600	0,40	75	1,0	0,95	25,13	20,1	1,40	0,335	0,539
	0,68	100	1,4	0,95	42,72	20,1	2,74	0,427	0,652
	0,90	120	2,0	0,95	56,54	20,1	5,60	0,471	0,688
	1,04	135	2,4	0,95	65,34	20,1	8,06	0,484	0,699
	1,34	165	3,0	0,95	84,19	20,1	12,60	0,510	0,720
	1,58	190	3,5	0,95	99,27	20,1	17,15	0,522	0,727
	2,27	251	4,8	0,95	142,62	20,1	32,26	0,568	0,731
	2,87	310	5,9	0,95	180,31	20,1	48,74	0,582	0,724
	3,38	360	6,6	0,95	212,36	20,1	60,99	0,590	0,724
1200	0,52	185	2,2	0,95	65,34	49,0	6,78	0,353	0,539
	0,76	205	2,4	0,95	95,50	49,0	8,06	0,466	0,626
	0,99	223	2,7	0,95	124,40	49,0	10,21	0,558	0,678
	1,29	260	3,1	0,95	162,09	49,0	13,45	0,623	0,722
	1,45	285	3,4	0,95	182,20	49,0	16,18	0,639	0,737
	3,67	681	7,5	0,96	461,15	49,0	78,75	0,677	0,783
1800	0,47	200	2,2	0,96	88,59	84,6	6,78	0,443	0,492
	0,71	255	2,8	0,96	133,82	84,6	10,98	0,525	0,583
	1,03	320	2,9	0,96	194,14	84,6	11,77	0,607	0,668
	1,37	395	3,3	0,96	258,22	84,6	15,25	0,654	0,721
	1,57	440	3,4	0,96	295,92	84,6	16,18	0,673	0,746
	2,16	580	4,8	0,96	407,12	84,6	32,26	0,702	0,777
	2,71	720	6,2	0,97	510,79	84,6	53,82	0,709	0,787
	3,55	920	7,8	0,97	669,11	84,6	85,18	0,727	0,798
2400	0,53	290	2,3	0,96	133,19	120,6	7,41	0,459	0,510
	0,80	365	2,6	0,96	201,05	120,6	9,46	0,551	0,607
	1,15	460	2,8	0,96	289,01	120,6	10,98	0,628	0,687
	1,46	550	3,1	0,96	366,91	120,6	13,45	0,667	0,732

	1,64	600	3,3	0,96	412,15	120,6	15,25	0,687	0,752
	2,10	750	5,3	0,96	527,75	120,6	39,33	0,704	0,767
	2,89	1000	6,8	0,97	726,28	120,6	64,74	0,726	0,797
	3,50	1190	7,8	0,97	879,58	120,6	85,18	0,739	0,810
3000	0,58	385	2,2	0,97	182,20	160,4	6,78	0,473	0,521
	0,81	460	2,7	0,97	254,45	160,4	10,21	0,553	0,599
	1,19	595	3,5	0,97	373,82	160,4	17,15	0,628	0,678
	1,54	715	3,8	0,97	483,77	160,4	20,22	0,677	0,728
	1,75	780	4,0	0,97	549,74	160,4	22,40	0,705	0,750
	2,80	1190	7,0	0,97	879,58	160,4	68,60	0,739	0,793
	3,28	1360	7,6	0,97	1030,37	160,4	80,87	0,758	0,810
	3,43	1420	8,0	0,97	1077,49	160,4	89,61	0,759	0,812
	4,00	1640	9,1	0,97	1256,54	160,4	115,94	0,766	0,820
3360	3,82	1800	9,0	0,97	1344,00	200,0	113,41	0,747	0,811
3600	3,53	1770	8,3	0,97	1330,68	234,0	96,45	0,752	0,801
6000	1,05	1100	3,1	0,98	659,7	360,1	13,45	0,600	0,638
	1,24	1250	3,5	0,98	779,1	360,1	17,15	0,623	0,674
	1,84	1670	4,5	0,98	1156,0	360,1	28,35	0,692	0,748
	2,05	1820	5,2	0,98	1288,0	360,1	37,86	0,708	0,764

Таблица 5.11 Численные результаты энергетики двигателя при постоянной скорости ращения

М, Нм	Рвх., Вт	Iф. ампл, А	ΣРмех., Вт	Рдв., Вт	КПД сист.	КПД двиг.
7,2	2400	12,0	160,4	2199,40	0,78	0,847
8,40	3300	15,0	160,4	2639,28	0,77	0,836
8,75	3550	17,0	160,4	2749,25	0,76	0,830
9	3800	18,0	160,4	2843,51	0,75	0,822

Ряд статических механических характеристик при разных значениях частот вращения для испытуемого двигателя ДВИ-3 с постоянным током в цепи обмотки возбуждения (If), равным 5А, представлены на рис. 5.15 (по данным табл. 5.10).

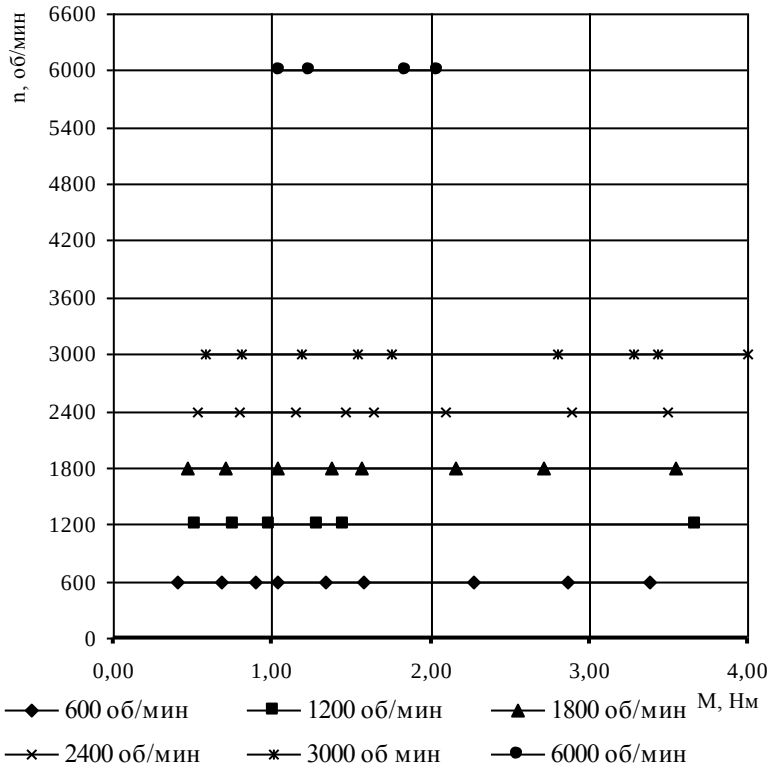


Рис. 5.15 Статические механические характеристики двигателя ДВИ-3 при управления от преобразователя работающего в системе векторного управления с постоянным током возбуждения If=5A.

Полученные результаты статических механических характеристик ВИП подтверждают, что система векторного управления двигателем является астатической по скорости, так как регулятор скорости является пропорционально-интегральным.

Таким образом, любая механическая характеристика ВИП в режиме поддержания скорости вплоть до заданного значения токоограничения или вплоть до предельной механической характеристики, если токоограничение не задано, имеет бесконечную жесткость при использовании ПИ-регулятора скорости. Точность поддержания среднего значения скорости не менее 0,01% и определяется исключительно точностью кварцевых резонаторов, установленных в микропроцессорной системе управления.

На рис. 5.16 приведен экспериментальный КПД двигателя в функции момента нагрузки при различных скоростях. Расчет КПД выполнялся с учетом механических, вентиляционных потерь, а также потерь на перемагничивание, выяв-

ленных косвенно из опыта холостого хода двигателя, электрических потерь в фазах и обмотке возбуждения.

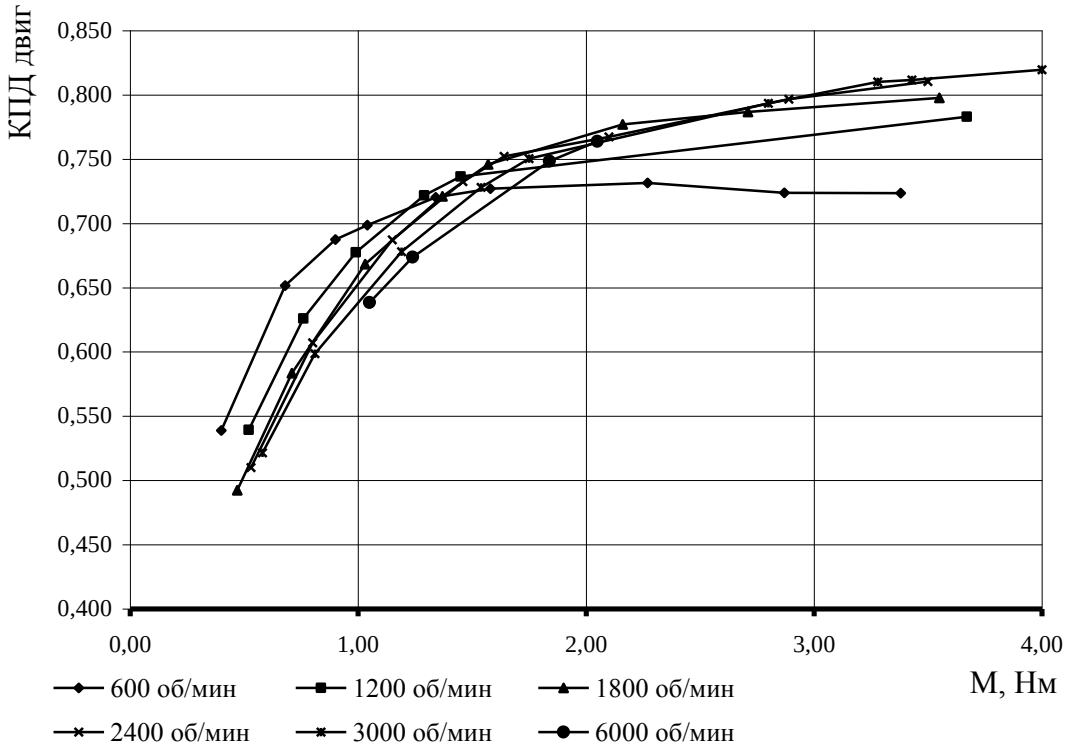


Рис. 5.16 Характеристики КПД экспериментального двигателя ДВИ-3 при управлении от преобразователя с системой векторного управления с постоянным током возбуждения If=5A при разных значениях частоты вращения n.

По результатам определения механических характеристик опытного образца ВИП и оценки энергетических показателей двигателей можно сделать следующие выводы:

- Экспериментально полученные механические характеристики вентильных индукторных двигателей доказывают правильность алгоритмов и программного обеспечения, заложенных в систему векторного управления. Статические характеристики при использовании ПИ-регулятора скорости абсолютно жесткие. Точность поддержания заданной средней скорости не хуже 0,01%.
- Неточность установки пакетов ротора, отсутствие в экспериментальных образцах двигателей скоса пазов привело к появлению паразитных реак-

тивных моментов больше расчетных, что отрицательно сказалось на полученных энергетических показателях. Расчетный КПД двигателя равен 85%, в то время как в процессе исследований получены значения 82%.

5.8 Испытания опытного образца двигателя на зависимость тока возбуждения от предельного момента при последовательном включении обмотки возбуждения

На экспериментальном двигателе обмотка возбуждения подключается последовательно через быстродействующий выпрямительный мост к обмотке якоря. В цепь обмотки возбуждения включается амперметр. Двигатель переводится в режим фиксации с заданным током якоря и, соответственно, током возбуждения. Для этой цели используется возможность непосредственного управления вектором тока статора в системе векторного управления. К валу испытуемого двигателя присоединяется легкий рычаг, а так же измерительная гиря весом 2 кг. Плечо рычага может регулироваться. Во время стопорения двигателя для получения предельного момента дополнительно используется динамометр.

Результаты исследования предельных статических моментов двигателя сведены в таблицу 5.12. График зависимости предельного момента двигателя от величины фазного тока показан на рис. 5.17.

Таблица 5.12 Численные результаты предельных статических моментов двигателя ДВИ-3

Iф.а, А	If, А	М гири, Нм	М дин., Нм	Мпред., Нм
7,5	7,5	2,83	2,6	5,43
10,0	10,0	2,83	4,72	7,55
12,5	12,5	7,09	2,7	9,79
15,0	15,0	7,09	4,46	11,55
17,5	17,5	9,93	3,7	13,63
20,0	20,0	12,77	2,7	15,47
25,0	25,0	17,03	1,68	18,71

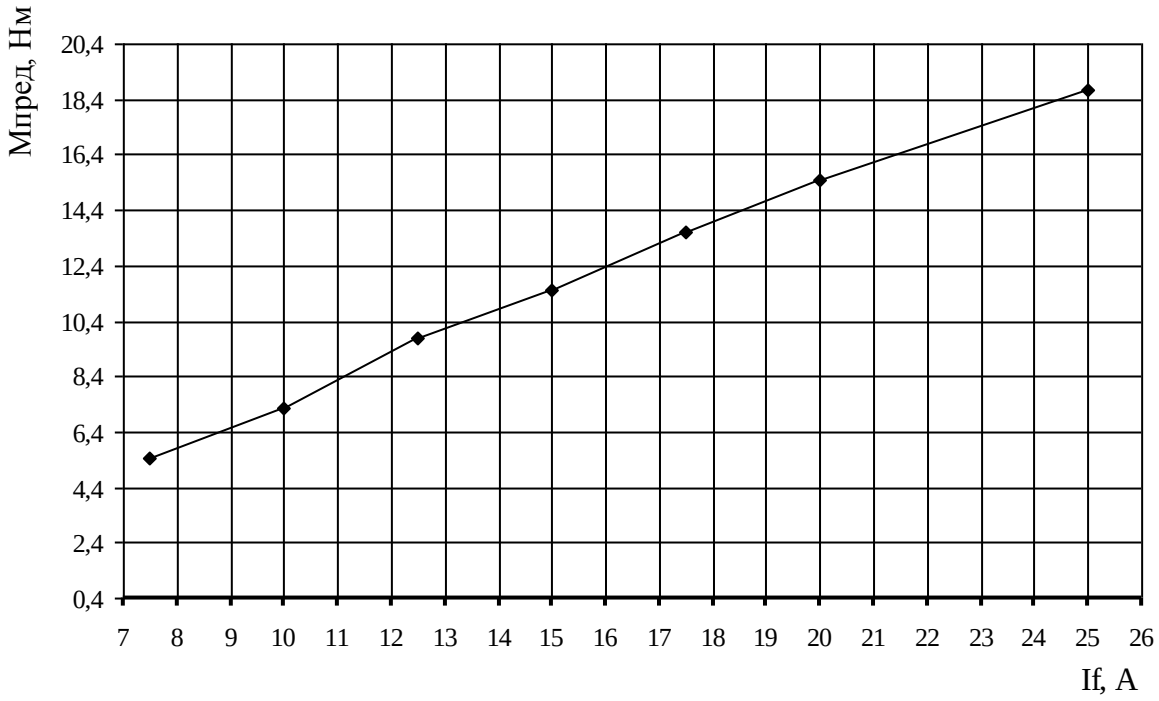


Рис. 5.17 Зависимость предельного статического момента экспериментального двигателя ДВИ-3 от величины фазного значения тока.

По результатам экспериментального определения предельных электромагнитных моментов можно сделать следующие выводы:

- Испытуемый двигатель допускает 2.5 кратную перегрузку по моменту;
- Полученное экспериментально значение предельного электромагнитного момента при заданном фазном токе оказалось на 14 % меньше расчетного, что связано с уже отмеченными недостатками в изготовлении машины.

5.9 Тепловые испытания

Испытуемый двигатель работал с постоянным моментом нагрузки, равным 6 Нм, при скорости 200 об/мин. Нагрузочный двигатель работал в режиме задания момента. Перегрев двигателя регистрировался методом вольтметра-амперметра путем изменения сопротивления обмотки возбуждения в функции температуры. Дополнительно на корпус двигателя был установлен датчик тем-

пературы на основе термопары с цифровым блоком обработки. Для отсчета времени использовался секундомер. Результаты эксперимента сведены в таблицу 5.13. График изменения температуры корпуса и перегрев внутренних фазных обмоток от времени показан на рис. 5.18.

Таблица 5.13 Тепловые испытания двигателя ДВИ-3.

Время работы, мин	Температура корпуса, ºС	If, A	Uf, B	Rов, Ом	T дв., ºС
0	24	5,4	7,87	1,457	24,0
5	35	5,3	8,59	1,621	52,09
10	42	5,3	8,78	1,657	58,242
15	48	5,25	8,98	1,710	67,49
20	50	5,25	9,08	1,730	70,76
25	55	5,25	9,24	1,760	75,99
30	58	5,22	9,36	1,793	81,67
35	61	5,22	9,46	1,812	84,95
40	64	5,2	9,59	1,844	90,44
45	66	5,2	9,67	1,860	93,08

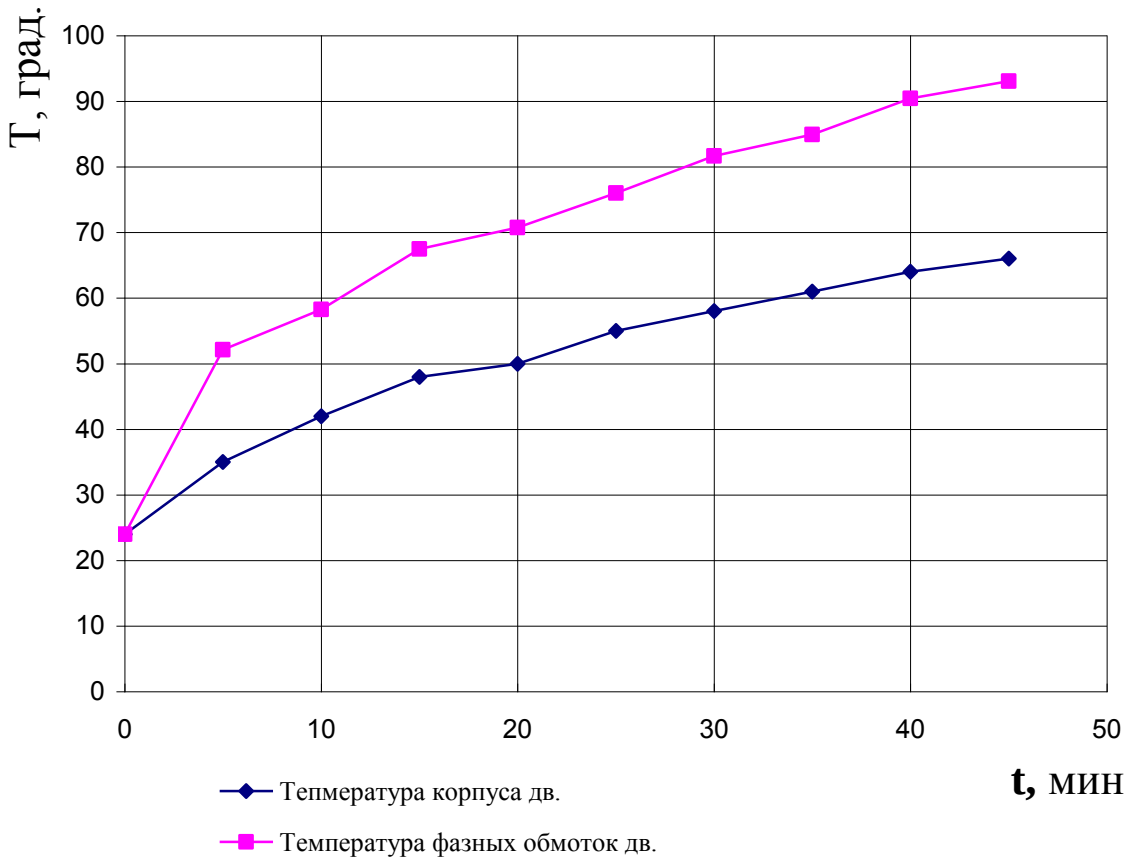


Рис. 5.18 График изменения температуры корпуса и перегрев внутренних фазных обмоток двигателя от времени.

Опытный образец двигателя ДВИ-3 прошел тепловые испытания для тяжелого режима работы, который используется в системах позиционирования. При заложенном классе изоляции F, допустимый перегрев составляет не более 160 ºС в получасовом режиме работы. Фактический перегрев двигателя при работе в течение часа составил 93 ºС.

5.10 Исследования диапазона регулирования скорости

Определение диапазона регулирования скорости заключается в экспериментальном определении средней минимальной скорости, которая может быть воспроизведена при заданном диапазоне изменения нагрузки от холостого хода до номинальной нагрузки. Испытуемый двигатель приводится в движение преобразователем частоты в режиме векторного управления с заданием требуемого минимального значения скорости. Точность поддержания среднего значения скорости принимаем не ниже 0,01% в номинальной точке – 1000 об/мин. Зададимся абсолютной погрешностью воспроизведения средней скорости - 0,1 об/мин. С некоторым запасом в качестве нижней скорости выбираем скорость 0,6 об/мин. При максимальной скорости 8000 об/мин и диапазоне регулирования скорости 10000:1 нижняя скорость, которая должна устойчиво воспроизводиться вентильным индукторным двигателем равна 0,8 об/мин.

Ток возбуждения задается от отдельного источника и измеряется амперметром. Нагрузочный двигатель работает в режиме поддержания заданного момента. Скорость определялась по секундомеру за время отработки двигателем одного механического оборота. Эксперименты проводились для нескольких значений токов возбуждения. Результаты оценки точности поддержания заданной скорости на малой скорости приведены в таблицах 5.14 и 5.15.

Таблица 5.14 Режим холостого года для двигателя ДВИ-3 при n=0.5 об/мин

Ток возбуждения If, А	Время полного оборота, сек	Расчетная средняя скорость, об/мин	Предельное мгновенное отклонение скорости от заданной, об/мин	Погрешность воспроизведения средней скорости, об/мин
1	125	0.48	0.2	-0,02
2	118	0.508	0.2	0,008
3	119	0.504	0.2	0,004
4	127	0.47	0.2	-0,03
5	123	0.49	0.2	-0,01

Таблица 5.15 Режим работы с нагрузкой для двигателя ДВИ-3, n=0.5 об/мин Мс=4Нм

Ток возбуждения If, А	Время полного оборота, сек	Расчетная средняя скорость, об/мин	Предельное мгновенное отклонение скорости от заданной, об/мин	Погрешность воспроизведения средней скорости, об/мин
1	115	0,52	0.2	0,02
2	112	0,54	0.2	0,04
3	117	0,51	0.2	0,01
4	110	0,55	0.2	0,05
5	111	0,54	0.2	0,04

Осциллограмма (рис.5.19) мгновенной фактической скорости получена путем прямого цифрового измерения скорости в микропроцессорном контроллере по синусно-косинусному датчику положения ротора.

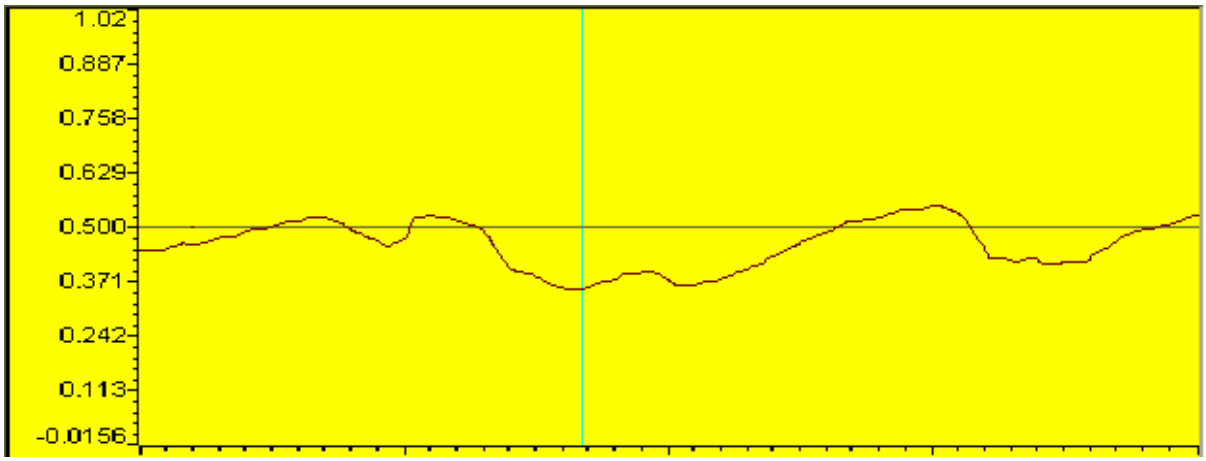


Рис. 5.19 Осциллограмма скорости. Заданная скорость – 0.5 об/мин.

По результатам экспериментов по исследованию диапазона регулирования скорости двигателей можно сделать следующие выводы:

- ВИП способен осуществлять диапазон регулирования скорости 10000:1;
- При заданной точности 0.01% поддержания средней скорости, что для режима движения с номинальной скоростью соответствует допустимой абсолютной погрешности 0,1 об/мин, фактически достигнутая погрешность в два раза меньше – не более 0,05 об/мин.
- Точность поддержания мгновенной скорости не хуже 0,2 об/мин. Колебания мгновенной скорости объясняются несколькими причинами: а) влиянием некомпенсированного реактивного момента; б) погрешностью воспроизведения полюсной структуры собственно двигателем; в) погрешностью полюсной структуры датчика положения.
- Для обеспечения более стабильного поддержания скорости, требуется введение контура регулирования положения (позиционный привод). Это может быть обеспечено за счет контура регулирования положения с помощью датчика, установленного на рабочий орган.

5.11 Исследования динамических режимов работы

Снятие динамических характеристик проводилось на экспериментальном стенде, поэтому в испытаниях учитывался общий момент инерции двух испытуемых двигателей ДВИ-3. Испытуемый двигатель управляется от преобразователя с векторной системой управления. Преобразователь частоты соединен с персональным компьютером, работающим со средой отладки Code Composer Studio 2 ('C2000) в режиме реального времени. Данные векторной системы о текущей скорости, фазных токах и времени выводятся из векторной системы управления преобразователя частоты на экран персонального компьютера. По данным полученных осциллограмм происходит оценка динамических показателей привода. Обмотка возбуждения испытуемого двигателя ДВИ-3 подключена

последовательно. Данные таблиц 5.16 и 5.17 являются результатом обработки осциллограмм.

Таблица 5.16 Динамические характеристики реверса привода при разных значениях фазных токов (Iф) экспериментального двигателя ДВИ-3 с последовательным включением обмотки возбуждения.

Iф.амп., А	Время разгона, с	Время торм., с	Еразг., рад/с^2	Еразг., рад/с^2	М дин.разг, Нм	М дин.рев., Нм
4	1,08	1,6	290,93	196,38	1,54	1,23
5	1,02	1,08	308,04	290,93	1,59	1,54
6	0,81	1,01	387,90	311,09	1,85	1,60
12	0,3	0,32	1047,33	1963,75	4,01	7,01
18	0,13	0,21	2502,10	3000,15	8,49	10,37

Таблица 5.17 Динамические характеристики разгона/реверса привода при разных значениях фазных токов (Iф) и тока обмотки возбуждения (If) двигателя ДВИ-3

Iф.амп., А	If , А	Время разгона, с	Время торм., с	Еразг., рад/с^2	Еразг., рад/с^2	М дин.разг, Нм	М дин.рев., Нм
4	3	1,63	2,11	192,74	297,78	1,21	1,03
4	4	1,416	1,7	221,86	369,60	1,31	1,26
4	5	1,256	1,181	250,13	532,02	1,40	1,80
6	3	1,0485	1,162	299,63	540,72	1,56	1,82
6	4	0,961	1,013	326,91	620,26	1,65	2,08
6	5	0,73	0,891	430,36	705,19	1,99	2,36

По осциллограмме выбега на рис. 5.20 определяем момент инерции спарки двух испытуемых двигателей ДВИ-3. Оба испытуемых двигателя имеют одинаковую конструкцию, поэтому моменты инерции у них одинаковы.

$$J_{ДВ} = \frac{M_{С.СР} \cdot t_{выб.}}{2 \cdot \Delta\omega} = \frac{0{,}194 \cdot 5{,}2}{2 \cdot 314{,}2} = 0{,}0016\left(\frac{кг \cdot м}{с^2}\right) \qquad (5.5)$$

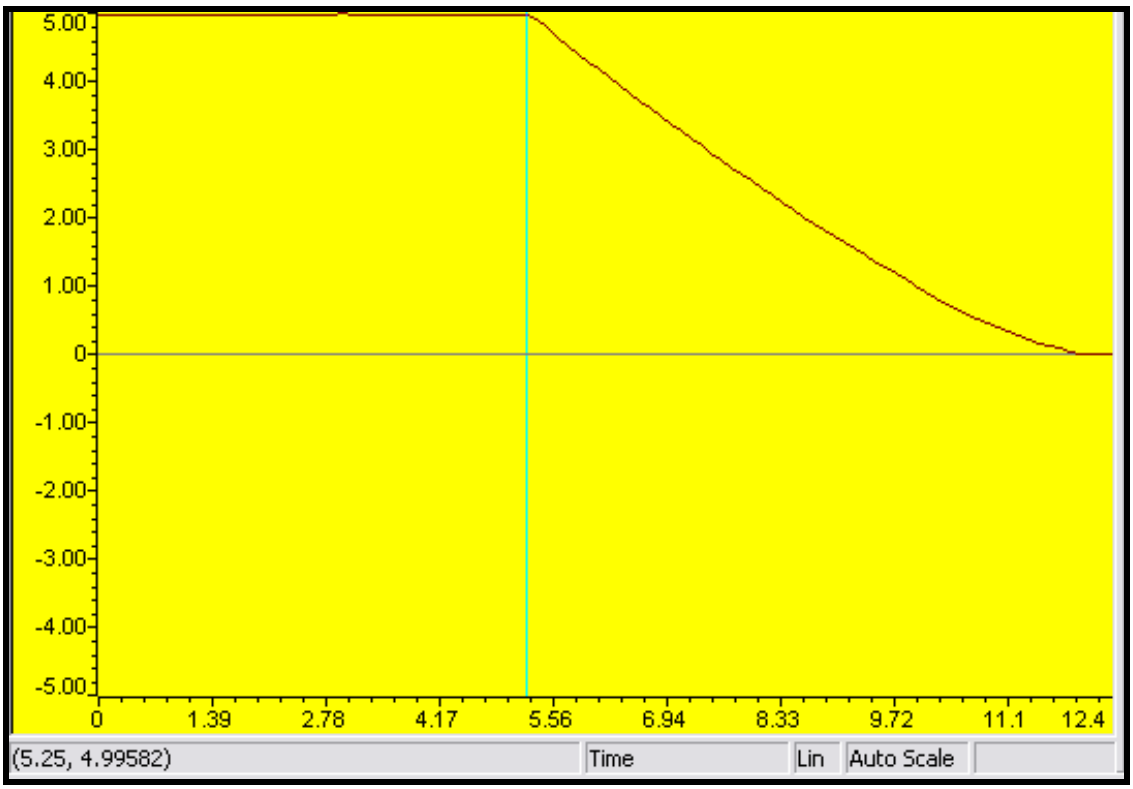


Рис. 5.20 Осциллограмма выбега спарки двигателей ДВИ-3

На рис. 5.21 приведена осциллограмма разгона и реверса испытуемого двигателя ДВИ-3 при последовательно включенной обмоткой возбуждения.

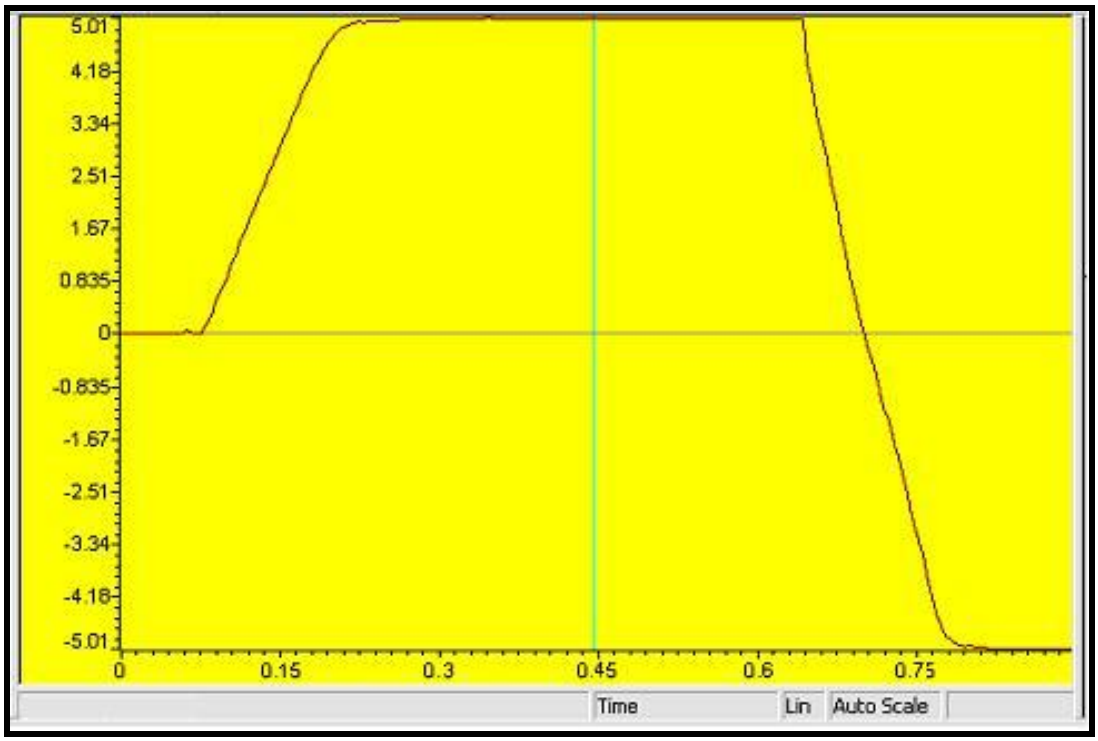


Рис. 5.21 Осциллограмма разгона и реверса экспериментального двигателя ДВИ-3 при амплитудном значении фазных токов 18А с последовательно подключенной обмоткой возбуждения.

На рис. 5.22 приведена осциллограмма разгона и реверса испытуемого двигателя ДВИ-3 при питании обмотки возбуждения от независимого источника.

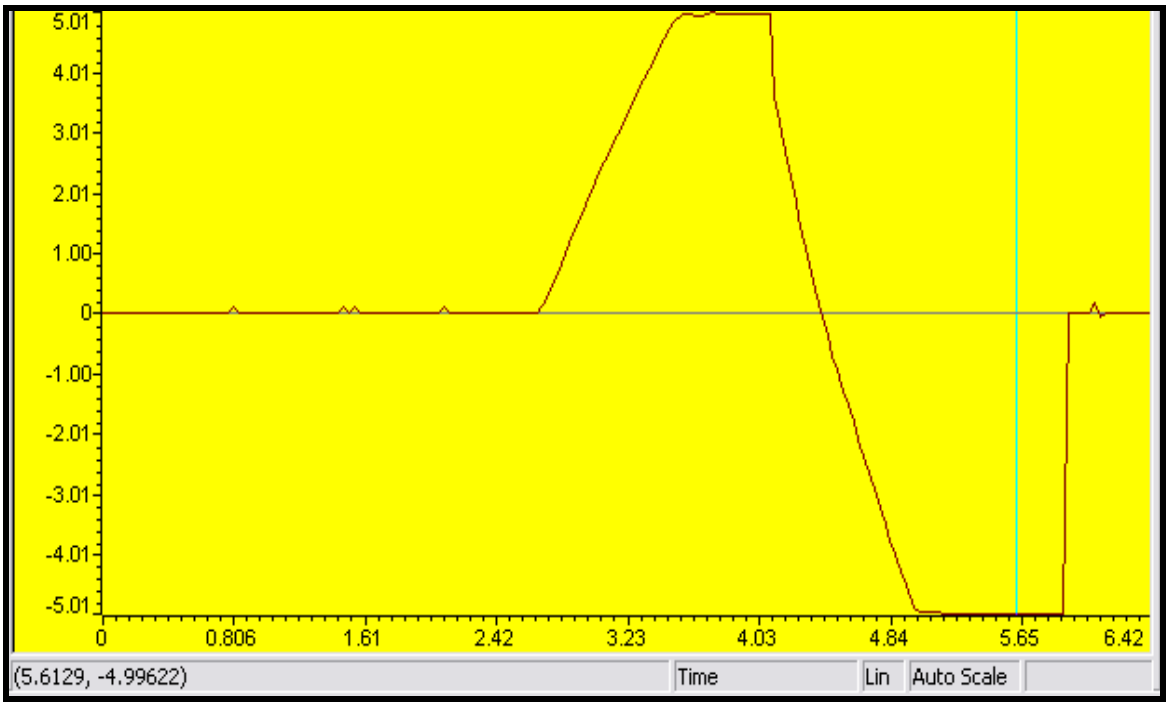


Рис. 5.22 Осциллограмма разгона и реверса двигателя ДВИ-3 при токе в ОВ – 5А и амплитудному значению фазных токов 6А.

На осциллограммах по оси абсцисс отложено значение текущего времени, по оси ординат выводятся условные единицы скорости, при которой 1 ед. на графике соответствует 600 об/мин.

По полученным динамическим характеристикам можно сделать следующие выводы:

- Момент инерции опытных образцов двигателей отличаются от расчетных не более чем на 5%;
- Полученные угловые ускорения спарки двигателей на стенде составил 2500 рад/с^2. Получение более высоких показателей динамики требует специальной настройки системы управления.

Выводы

1. Для проведения экспериментальных исследований опытных образцов ВИП и его элементов на кафедре АЭП МЭИ был разработана оригинальная конструкция стенда, в которой 2 опытных образца ВИП работают друг на друга через датчик момента. Испытательный стенд, включает полный комплект измерительной и коммутирующей аппаратуры, а также специализированный бесконтактный датчик момента.

2. В процессе экспериментальных испытаний были получены основные параметры опытного двигателя: сопротивление якорной цепи и цепи возбуждения, собственные и взаимные индуктивности. Данные экспериментов подтвердили правомерность допущений, принятых при выводе уравнений ИД с НВ

3. Большая часть исследований посвящена энергетическим, динамическим и точностным показателям ВИП с векторной системой управления. В энергетических показателях двигателя определено, что даже с учетом существенных недочетов при производстве опытных образцов ВИД КПД в номинальном режиме превышает 80%.

4. Выявленные при испытаниях технологические недостатки опытных образцов демонстрируют, что, несмотря на простоту конструкции, машина сложна для серийного производства и требует конструкторских доработок.

5. При последовательном подключении ОВ со статорной обмоткой, форсировка токов в ОВ дает оптимальные результаты по получению предельной динамики и предельной перегрузочной способности ВИП. Таким образом, для моментных приводов, требующих максимальной кратности пускового момента, целесообразно проектировать ВИП с последовательным возбуждением.

Заключение

1. На основе анализа схем замещения предложено математическое описание нового типа вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением. На основе разработанной математической модели многосекционного ВИД с НВ доказана возможность создания двухзонного 4-х квадрантного привода для широкого спектра применений;
2. Создана компьютерная модель ВИП с НВ в среде Simulink MatLab для исследования 2-х структур управления: в режиме классического вентильного двигателя, в режиме векторного управления. Компьютерное моделирование позволило синтезировать контуры регулирования систем управления, а также отработать алгоритм управления двигателем в зоне ослабления поля при максимальном использовании ресурсов по напряжению в звене постоянного тока
3. Разработаны алгоритмы управления и базовое модульное программное обеспечение для работы ВИП в режиме вентильного двигателя и с векторной системой управления;
4. Предложен метод прямого токового управления инвертором ВИП, который позволяет получить устойчивую работу системы управления на скоростях выше номинальной. Предложенный метод дает расширение допустимого скоростного диапазона в два раза. Разработана соответствующая математическая, алгоритмическая и программная поддержка системы управления ВИП в режиме прямого токового управления;
5. Разработаны модульные аппаратные средства построения системы управления ВИП: высокопроизводительные контроллеры привода (150 млн. оп./сек.); модули дискретного ввода/вывода; модули сопряжения с контроллером пристраиваемых датчиков положения, программно-аппаратные средства идентификации скорости и электрического положе-

ния. Контроллеры и модули сопряжения с датчиками доведены до этапа серийного производства;

6. Предложены оригинальные датчики абсолютного электрического положения ротора двигателя и программно-аппаратные средства повышения точности измерения до 1-2 эл. град;
7. Создан автоматизированный компьютерный стенд для снятия статических, динамических и энергетических характеристик экспериментальных образцов ВИП с НВ
8. Проведены экспериментальные исследования опытно-промышленных образцов ВИП малой мощности. Разработанная система управления внедрена в мощные многосекционные ВИП для районных тепловых станций (315, 400, 630 кВт), а так же испытательного оборудования (500 кВт).
9. Экспериментально подтверждена возможность создания ВИП с векторным управлением и диапазоном регулирования скорости до 5000:1, электромагнитного момента до 50:1

Введение

В настоящее время силовая электроники и микропроцессорная техника достигли таких результатов, что при упоминании современного регулированного электропривода подразумевается комплектный электропривод, состоящий из электромеханического преобразователя энергии и силового преобразователя. Для всех известных типов двигателей получение хороших динамических, энергетических и точностных характеристик невозможно без использования статического преобразователя электрической энергии. Поэтому активно развиваются электромеханические преобразователи, которые могут дать новые свойства и преимущества современному электроприводу [11]. К таким электромеханическим преобразователями относятся вентильно-индукторные двигатели (ВИД) [35].

По оценкам экспертов во всем мире эти двигатели могу стать двигателями 21 века и потеснить с лидирующих позиций асинхронные двигатели и синхронные с постоянными магнитами. В качестве главных преимуществ выступают простота и гибкость конструкции, безконтактность, высокие динамические показатели и надежность.

Вентильно-индукторные двигатели разделяют на 3 типа: с самовозбуждением, с независимым возбуждением и магнитоэлектрическим возбуждением [14].

Двигатели с самовозбуждением отличаются простотой конструкции, статор и ротор имеют явнополюсную зубчатую структуру. Машина может быть представлена как совокупность электромагнитов, работающих последовательно, где ротор всегда будет стремиться занять положение с максимальной проводимостью воздушного зазора. Машина работает в зоне насыщения, поэтому реализация сложных алгоритмов управления, таких как векторное, затруднительно, что связано в первую очередь с нелинейностью математического описания. Каждая фаза двигателя питается током одного направления, поэтому питание

двигателя осуществляется от инвертора, состоящего из полумостов, которые серийно большинство фирм не производит (только фирма Semikron выпускает серийно). Поэтому силовой преобразователь получается более громоздким.

Двигатели с независимым возбуждением и магнитоэлектрические двигатели имеют одинаковую по физическому типу структуру контура возбуждения. Постоянный магнит или катушка, установленная на статоре двигателя, наводят аксиальный (реже радиальный) магнитный поток, который модулируется зубцами статор и ротора. Свойства этих 2-х типов двигателей примерно одинаковы, однако ВИД с самовозбуждением имеют возможность изменять поток возбуждения, что удобно использовать в режимах ослабления поля. Двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением рационально использовать в маломощных приводах, так как с ростом мощности увеличивается цена машины из-за высокой стоимости редкоземельных магнитов и технологического оборудования для производства ВИД [40].

На кафедре ЭКАО в научной группе Русакова А.М. создана методика проектирования ВИД с независимым возбуждением (НВ), в том числе и многосекционных, в которых исключены взаимные магнитные связи, как между фазными обмотками, так и меж секциями. Новые двигатели по структуре магнитных связей подобны синхронным двигателям с неявновыраженными полюсами. Отсутствие межфазных магнитных связей принципиально упрощает математическое описание, что создает предпосылки для реализации качественного векторного управления с применением современных специализированных микроконтроллеров [25].

Диссертация является итогом НИР 2х кафедр: АЭП и ЭКАО. Перед соискателем были поставлены 2 задачи. Первая задача заключается в разработке системы управления мощного 3-х секционного ВИП, предназначенного для работы в агрессивных взрывоопасных средах. Опытный образец двигателя мощностью 500 кВт спроектирован на кафедре ЭКАО, силовой преобразователь разработан на кафедре АЭП в научной группе д.т.н. Острирова В.Н.. Проектируемый ВИП,

исходя из предназначения, должен соответствовать требованиям безконтактности и повышенной надежности. К приводу не предъявляется требований к динамике и диапазону регулирования. ВИП должен работать с вентиляторной нагрузкой.

Вторая задача заключается в разработке и исследовании высокодинамичных ВИП с НВ для работы с активной нагрузкой, то есть работе в 4-х квадрантах механической характеристики. Для исследований были созданы 2 опытных образца ВИД мощностью 0.75 кВт (тип ДВИ-3), на которых проводилась отработка алгоритмов векторного управления.

В диссертации приводятся результаты исследований ВИП с векторным управлением, причем в полном объеме проведены эксперименты по энергетике и динамике, в которых подтверждается высокий КПД, даже на небольших мощностях, а так же высокие диапазоны регулирования скорости и момента, что создает предпосылки для использования данного типа приводов в робототехнике, станкостроении и спецтехнике.

Многосекционные ВИД, благодаря специальному проектированию, исключающему магнитное взаимодействие между секциями, могут работать с наращиванием мощности. Каждая секция двигателя работает от своего силового преобразователя, а механическая энергия от всех секций суммируется на валу двигателя. В результате ВИП приобретает повышенную надежность из-за дополнительного резервирования секций двигателя, когда при выходе из строя одной из них или части силового преобразователя, остальные секции работают без потери выходной мощности. Кроме того, ВИП большой мощности могут проектироваться на общедоступной низковольтной элементной базе, что представляет существенную альтернативу современным высоковольтным частотно-регулируемым асинхронным электроприводам [8].

В диссертации рассматривается разработка системы управления 3-х секционным ВИП мощностью 500кВт. Силовой канал состоит из 3-х типовых преобразователей мощностью 160кВт, которые работают в вентильном режиме по

встроенному датчику положения. Разработаны правила взаимодействия секций друг с другом по промышленной сети. Учтена специфика взаимодействия возбудителей.

Актуальность задачи состоит в ориентации на создание нового, отечественного конкурентоспособного электропривода для энергосберегающих технологий, станкостроения и электрической тяги.

Цель данной работы:

Создание модульных программно-аппаратных средств оптимального, в том числе векторного, управления вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением.

Для достижения цели в диссертации поставлены следующие основные задачи:

1. Создание математической модели ВИД с НВ на основании анализа магнитных связей. Обоснование и разработка структур системы управления вентильно-индукторного привода: в режима классического вентильного двигателя, в режиме векторного управления.
2. Разработка модульных аппаратных средств построения системы управления ВИП:
    - высокопроизводительные контроллеры системы управления электроприводами;
    - встраиваемые датчики положения, а так же модули сопряжения контроллера со специализированными датчиками положения;
3. Экспериментальные исследования на опытно-промышленных образцах ВИП:
    - снятие электрических характеристик опытного макета ВИД с независимым возбуждением в двигательных режимах работы;

- исследование динамических характеристик работы электропривода;
- опытное определение энергетических показателей ВИП.

<u>Для решения поставленных задач</u> в первой главе рассмотрены вопросы устройства и типы конструкций вентильно-индукторных двигателей с независимым возбуждением с аксиально-радиальным замыканием потока. Подробно рассмотрена базовая конструкция ВИД, а так же принцип действия двигателя. Освещены вопросы конструкции многосекционных вентильных индукторных двигателей с независимым возбуждением. Показано отсутствие взаимных индуктивных связей, что обеспечивает независимое управление каждой секцией двигателя и может использоваться для наращивания мощности ВИП.

Во второй главе рассмотрена разработка системы управления многосекционным ВИП в режиме автокоммутации по датчику положения. Приведена структура построения силового преобразователя и информационных цепей для одной секции ВИП. Дано обоснование структуры системы управления для одной секции ВИП и предложена структура построения программного обеспечения. Преложен алгоритм работы секций многосекционного ВИП.

В третьей главе рассмотрена разработка векторной системы управления для ВИП. Приведено математическое описание ВИД с НВ, адаптированное для векторного управления. Предложена структура четырехквадрантного векторного управления и рассмотрен вопрос синтеза регуляторов для контуров токов. Предложен алгоритм компенсации ЭДС в контурах токов. Разработан алгоритм работы ВИП в режиме ослабления поля. Рассмотрена разработка прямого токового управления. Предложена замена векторного управления прямым токовым управлением при высоких частотах вращения. Предложена модификация системы векторного управления под прямое токовое. Рассмотрено распределение программных ресурсов контроллера. Приведены результаты работы ВИП с прямым токовым управлением.

В четвертой главе рассмотрена разработка специализированных аппаратных средств для реализации системы управления ВИП. Дано обоснование выбора микропроцессорного устройства. Предложены требования к архитектуре контроллера системы управления ВИП. Приведены технические данные разработанных контроллеров для управления ВИП. Рассмотрены разработанные специализированные измерители положения для ВИП. Предложен алгоритм повышения точности измерения скорости и положения с использованием фильтра Кальмана.

В пятой главе приведены результаты исследований опытного образца ВИД с НВ с векторной системой управления. Рассмотрено устройство экспериментального стенда. Приведены результаты снятия электрических характеристик ВИД, механических потерь и статических механических характеристик. Приведены энергетические характеристики ВИП с векторной системой управления. Приведены результаты динамических исследований привода.

В заключении обобщены основные результаты работы.

В приложении приведены принципиальные электрические схемы специализированных датчиков положения на аналоговых элементах Холла с помехозащищенным интерфейсом передачи

<u>Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:</u>

1. Анучин А.С., Жарков А.А. Синхронный электропривод с векторным управлением в режиме ослабления поля// Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2002. – Вып.678. – с.72
2. Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Анучин А.С., Жарков А.А. Модульная микроконтроллерная система управления для отечественной серии преобразователей частоты «Универсал»// Труды V Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии и электроматериаловедение» МКЭЭЭ-2003. Ч.1. Крым, -2003. с.725-726

3. Анучин А.С., Дроздов А.В., Козаченко В.Ф., Жарков А.А. Цифровое векторное управление вентильно-индукторным двигателем с независимым возбуждением// Компоненты и технологии. – 2004. – Вып.8. – с.190
4. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Мультипроцессорная система управления многосекционным вентильно-индукторным электроприводом // Труды XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты». г. Алушта, -2006. с.56-57
5. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Серия модульных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода// Приводная техника – 2007. – Вып. 5. – с.3-8

Состав диссертации: введение, пять глав, заключение, список литературы, приложения, количество страниц 150, рисунков 60, число наименований используемой литературы 55 на 3 стр.

Литература

1. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы.-М.:Энергия, 1970.- 190 С.;
2. Анучин А.С. Разработка системы управления многофазного вентильно-индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока: Дис. на соискание ученой степени к-та техн. наук. – М.: 2004. – 200 С.;
3. Анучин А.С. Реализация на микроконтроллере TMS320x24xx ПИ-регулятора повышенной точности для электропривода//Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2002. – Вып.678. – С.42-48;
4. Анучин А.С., Жарков А.А. Синхронный электропривод с векторным управлением в режиме ослабления поля// Труды МЭИ. Электропривод и системы управления – 2002. – Вып.678. – С.72;
5. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением Под ред В.Н. Бродовского.-М.:Энергия, 1974.- 168С;
6. Бычков М.Г. Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления. // Вестник МЭИ.- 1998.- № 3- С. 73-81;
7. Бычков М.Г. Основы теории, управление и проектирование ВИП.: Автореф. дис. Д-ра техн.наук.-М.,1999;
8. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода.// Электричество-1997.-№8- С.35-44;
9. Бычков М.Г., Миронов Л.М., Козаченко В.Ф., Остриров В.Н., Садовский Л.А. Новые направления развития регулируемых ЭП. //Приводная техника-1997.- №5.-С. 15;
10. Вольдек А.И. Электрические машины: Учебник для ВУЗов.-3-е изд., перераб. и доп.- Л.: Энергия, 1978;
11. Гандшу В.М., Лебедев Н.И., Явдошак Я.И. Датчик положения ротора электрической машины:- Пат.1617553. Б.И.-1990- №48;
12. Домрачеев В.Г. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 392 С;
13. Жданкин В.К. Поворотные шифраторы фирмы Pepperl+Fuchs // Современные технологии автоматизации. — 2001. — С.3;
14. Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф. И др. Разработка новых принципов, конструкций, технологий производства многопакетных электроприводов и создание на их основе нового поколения прецизионного приборного оборудования. МЭИ, КБТМ, Минск, Резюме работы по Госпремии СССР в области науки и техники, 1981, 15 С.;
15. Ивоботенко Б. А., Козаченко В. Ф. Проектирование шагового электропривода.- М.: МЭИ, 1985.- 100 С.;
16. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. - М.: Энергия, 1975.- 184 С.;

17. Ильинский Н.Ф. Вентильно-индукторные машины в современном электроприводе.// Научно-технич. семинар “Вентильно-индукторный электропривод–проблемы развития и перспективы применения”.:Тез.докл.-М., 1996;
18. Ключев В.И. Теория электропривода.-2-е изд., перераб. и доп.- М.: Энергоатомиздат, 1998;
19. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Мультипроцессорная система управления многосекционным вентильно-индукторным электроприводом // Труды XI Международной конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты». Г. Алушта, -2006. С.56-57;
20. Кононенко Е. В. Синхронные реактивные машины.- М.: Энергия, 1990.- 208 С.;
21. Корпусов Д.Е. «Разработка и исследование мощного вентильно-индукторного электропривода»: Дис. на соискание ученой степени к-та техн. наук. – М.: 2002. – 211 С.;
22. Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Лопатин В.В., Виноградов В.Л. Особенности расчета ИД для вентильного электропривода.// Электротехника.-1998.- №6.- С. 8;
23. Курбасов А.С. Опыт создания индукторных реактивных электрических двигателей. // Электричество- 1997- №7.- С. 46-49;
24. Лебедев А. С., Остриров В. Н., Садовский Л. А. Электроприводы для станков и промышленных роботов.- М.: МЭИ, 1991.- 100 С.;
25. Ледовский А. Н.. Электрические машины с высококоэрцитивными магнитами.- М.: Энергоатомиздат, 1995.- 168 С.;
26. Маттью Пейт (Matthew Pate) Калибровка АЦП для процессоров TMS320x280x и TMS320x2801x //Компоненты TI – 2007. – Вып. 3(15). – С.11 – 18;
27. Миронов Л.М., Постников С.Г. Вентильный индукторный двигатель с независимым возбуждением в системе электропривода. // 5 Московская студ. Научно-технич. Конф. «Радиоэлектроника и электротехника в народном хоз-ве»: Тез.докл.-М.,1999.;
28. Миронов Л.М., Постников С.Г. Электропривод на базе вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением”. // Труды МЭИ.- 2000.-Вып.676;
29. Остриров В.Н. Создание гаммы электронных преобразователей для электропривода на современной элементной базе: Дис. на соискание ученой степени д-ра техн.наук.-М.,2004;
30. Постников С.Г. Разработка и исследования электропривода на базе индукторного двигателя с независимым возбуждением: Дис. на соискание ученой степени к-та техн. наук. – М.: 2002. – 211 С.;
31. Русаков А. М. Разработка вентильных электродвигателей на базе магнитных систем индукторных машин.:Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук.- М., 1982г.;

32. Садовский Л. А., Виноградов В.Л. Электродвигатели с переменным магнитным сопротивлением для современного регулируемого электропривода (РЭП)//. Электротехника .-2000.-№2;
33. Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Черенков А.В. Новые типы двигателей для регулируемого электропривода// Информэлектро.-1999.- октябрь- С. 23;
34. Терехов В.М. Управляющие элементы.- М.: МЭИ, 1978;
35. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. - М.: Энергия. 1964.-526 С.;
36. Чиликина М. Г (ред.) Дискретный электропривод с шаговыми двигателями.-М: Энергия, 1971.- 624 С.;
37. Ю.Т.Бурыкин, А.М.Ермолаев, С.Г.Постников, Л.М.Миронов. Перспективы применения вентильных индукторных двигателей с независимым возбуждением в промышленных регулируемых электроприводах. // Научно-техн. конф. «Энергосбережение,электроснабжение,электрооборудование»: Тез.докл.- Новомосковск, 1998;
38. A.Bado, S.Bolognani, M.Zigliotto “Effective Estimation of speed and rotor position of a PMSM drive by a Kalman filtering technique”, - Proc. Of 1992 Power Electronics Specialists Conference, pp.951-957;
39. CiA 102 DS V2.0: CAN physical layer for industrial applications
40. CiA 201 to CiA 207 DS V1.1: CAN Application Layer (CAL) for industrial applications;
41. G.Welch, G.Bishop. An Introduction to the Kalman Filter, TR 95-041, North Carolina;
42. Honeywell. HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION. Application Notes;
43. Honeywell. Perry A. Holman, Ph.D. Magnetoresistance (MR) Transducers And How to Use Them as Sensors 1st. Edition, July 2004;
44. Honeywell. SS4/SS5/SS400/SS500 Low Gauss Bipolar Hall Effect Sensors. Data Sheet;
45. Massimiliano Labbate, Roberto Petrella, Marco Tursini – Fixed point implementation of Kalman filtering for AC drives: a case study using TMS320F24x DSP. University of L'Aquila, Italy;
46. Michael T. DiRenzo, Switched Reluctance Motor Control – Basic Operation and Example Using the TMS320F240, Texas Instruments, SPRA420A - February 2000;
47. Texas Instruments. David Dart. DSP/BIOS Kernel Technical Overview. Application Report SPRA780. - August 2001;
48. Texas Instruments. Digital signal processing solution for permanent magnet synchronous motor. Application note. BPRA044. 2000;
49. Texas Instruments. Digital signal processing solutions for the switched reluctance motor. Application note. BPRA058. 2000;
50. Texas Instruments. DSP solution for BLDC motors. Application note. BPRA055. 2000;

51. Texas Instruments. Motor Speed Measurement Considerations Using TMS320C24x DSPs. Application note. spra771;
52. Texas Instruments. TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed. Application note. SPRA605;
53. Texas Instruments. TMS320F2810, TMS320F2812 DSP (Rev. H). Data Sheet;
54. Texas Instruments. TMS320F28x Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) Peripheral Reference Guide, May 2002;
55. Texas Instruments. TMS320LF2407A, LF2406A, LF2403A, LF2402A LC2406A, LC2404A, LC2403A, LC2402A DSP (Rev. K).