Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет»

На правах рукописи

## Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб

# РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УЛУЧШЕННЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НА БАЗЕ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель кандидат технических наук, доцент Дементьев Ю. Н.

ТОМСК – 2012

Автор приносит искреннюю и глубокую благодарность д.т.н., заведующему кафедрой электропривода и автоматизации, Кузбасского государственного технического университета Завьялову Валерию Михайловичу за неоценимую помощь и ценные советы при подготовке диссертационной работы.

Автор выражает благодарность доценту, к.т.н. Каракулову Александру Сергеевичу и сотрудникам лаборатории «Микропроцессорные системы управления электроприводом», коллегам, сотрудникам и аспирантам кафедры электропривода и электрооборудования за поддержку и неоценимую помощь при работе над диссертационной работой.

Автор также выражает благодарность доценту, К.Т.Н., заведующему кафедрой электропривода и электрооборудования Дементьеву Юрию Николаевичу за любезно предоставленную возможность выполнить данную работу под его руководством на кафедре электропривода и электрооборудования Энергетического института Национального исследовательского Томского политехнического университета, ценные советы и помощь на всех этапах выполнения данной работы.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Оглавление
Введение
1. Анализ состояния теоретических исследований и практических
разработок современных электроприводов на базе синхронных
двигателей с постоянными магнитами 11
1.1. Особенности использования электроприводов на базе
синхронных электродвигателей с постоянными магнитами 11
1.2. Методы управления синхронными двигателями с
постоянными магнитами 18
1.3. Выводы по главе 26
2. Математическое описание синхронного электропривода
2.1. Методы математического описания 29
2.2. Математическое описание синхронного электродвигателя с
постоянными магнитами
2.3. Существующие системы управления электроприводом на
базе синхронного двигателя с постоянными магнитами 41
2.3.1. Полеориентированное управление электроприводом на
базе синхронного двигателя с постоянными магнитами 41
2.3.2. Прямое управление моментом электроприводом на базе
синхронного двигателя с постоянными магнитами
2.4. Выводы по главе 49
3. Разработка алгоритмов управления синхронным двигателем с
постоянными магнитами 50
3.1. Постановка задачи 50
3.2. Управление с использованием широтно-импульсной
модуляции
3.3. Управление с непосредственным управлением состоянием
ключей

3.4. Выводы по главе 66
4. Исследование алгоритмов управления синхронным двигателем с
постоянными магнитами 67
4.1. Исследование алгоритмов управления на базе ШИМ
инвертора
4.2. Исследование алгоритма управления на базе инвертора с
непосредственным управлением ключами
4.3. Сравнительный анализ различных способов управления. 91
4.4. Выводы по главе
5.Эспериментальные исследования на лабораторном стенде
электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными
магнитами
5.1. Общие сведения о лабораторной экспериментальной
установке
5.2. Экспериментальные исследования111
5.2.1. Исследование адекватности имитационной модели111
5.2.2. Исследование влияния «мёртвого времени» при
различной частоте ШИМ112
5.2.3. Исследование оптимизации регулятора тока в
электроприводе с ШИМ118
5.2.4. Выводы по главе:122
Заключение
Список литературы125
Приложение143

#### ВВЕДЕНИЕ

Использование синхронных двигателей С постоянными магнитами является одним ИЗ перспективных направлений Данные сейчас развития электропривода. двигатели уже выпускаются в очень большом диапазоне мощностей, от единиц ватт до десятков мегаватт. Преимуществом этих двигателей перед габариты, лвигателей является: другими типами малые возможность работать с высокой угловой скоростью, малый инерции электромеханическая момент ротора, малые И электромагнитная постоянные времени, что позволяет реализовать на их базе высокодинамичные регулируемые электропривода.

Перечисленные достоинства синхронных двигателей с постоянными магнитами делают их применение привлекательными в различных областях, в том числе и в робототехнике, где требуется сочетание таких качеств, как высокий момент, малые масса и габариты, высокое быстродействие.

Если массогабаритные показатели синхронных двигателей с постоянными магнитами формируются на стадии проектирования динамические характеристики определяются двигателя, ТO В большой степени системой управления. Существенный вклад в создание и усовершенствование СДПМ и электрических приводов на их основе занимались и занимаются многие российские и зарубежные ученые А.К. Аракелян, А.А. Дубенский, О.Г. Вегнер, И.А. Вевюрко, Д.А. Завалишин, А.А. Глотов, Д. В. Корельский, И.Е. Овчинников, B.B. Панкратов, Г.Г.Соколовский, B.A. Флоренцев, Т.Д. Батзел, С. Боючикер, Г.А. Саролино, Н. Габраил, А. Глюмианю, Д. Греинер, Ф.Е. Хюссин, Е. Кадиаппан, Ж.Х. Кан,

Д.Х. Ким, Р. Мохамед, Ю.А. Мохамед, Ж.С. Мореира, П. Пиллаю, М. Рахман, Д. Тодд, М.Н. Уддин, П. Вас, Л. Зонг, и многие другие.

Как показывает анализ имеющихся работ, при разработке систем управления СДПМ возникает противоречие между быстродействием электропривода и уровнем пульсаций электромагнитного момента.

Большой объем научных работ в данном направлении и тот факт, что интенсивность публикаций до настоящего времени не снижается, говорит о том, что вопрос разработки алгоритмов управления синхронным двигателем с постоянными магнитами до сих пор окончательно не решен и является актуальным.

Объектом исследования является электропривод на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами для высокодинамичного технологического оборудования.

**Предметом исследования** являются алгоритмы управления электроприводом с СДПМ и его динамические характеристики

Целью диссертационной работы является улучшение динамических характеристик контура регулирования момента электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами для повышения быстродействия электропривода.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

1. Разработать алгоритмы управления электроприводом с СДПМ, обеспечивающие высокое быстродействие и низкий уровень пульсаций электромагнитного момента.

2. Создать имитационную модель регулируемого электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, для исследования электропривода в динамических режимах с разработанными алгоритмами управления.

3. Провести анализ влияния времени дискретизации системы управления электроприводом на величину пульсаций электромагнитного момента.

4. Создать экспериментальную установку, провести экспериментальные исследования электропривода на базе СДПМ с различными алгоритмами управления в динамических режимах и оценить полученные результаты.

Методы исследования. Для решения поставленных задач применялись теоретические экспериментальные И методы исследований. При теоретических исследованиях использованы: математическая модель двигателя, базирующаяся на преобразованиях Парка-Горева, теория электрических машин и электрического методы обобщенной электрической привода, математического анализа. компьютерного машины, И математического моделирования.

Достоверность и обоснованность полученных результатов И выводов диссертационной работы подтверждается корректностью поставленных задач, обоснованностью принятых допущений и адекватностью используемой при исследовании математической модели, применением широко известной среды моделирования Simulink пакета Matlab, проверкой результатов на экспериментальной установке, качественным и количественным сопоставлением теоретических исследований данных с экспериментальными данными.

Научная новизна диссертационной работы заключается в следующем:

1. Выявлены закономерности формирования знаков электромагнитного момента производных И модуля вектора синхронного потокосцепления статора электродвигателя С постоянными магнитами, позволяющие обеспечить эффективное управление электроприводом с СДПМ.

2. Получен алгоритм при непосредственном управлении ключами инвертора электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, отличающийся тем, что он обеспечивает высокое быстродействие при относительно низком уровне пульсаций электромагнитного момента.

3. Установлена взаимосвязь между максимально возможной амплитудой пульсаций электромагнитного момента СДПМ, временем дискретизации системы управления и параметрами двигателя, определяющая условия применения алгоритмов управления в реальном времени.

## Практическая ценность работы:

На основании предложенных в работе алгоритмов для системы управления электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами разработаны:

• Компьютерная программа моделирования в среде Matlab, позволяющая проводить исследования динамических и статических режимов электропривода;

 Программное обеспечение для системы управления, реализованной на серийно выпускаемом современном цифровом сигнальном микроконтроллере, электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами.

• Экспериментальная установка, позволяющая провести качественную и количественную оценку результатов теоретических исследований.

### Реализация результатов работы.

000 НΠФ Результаты исследований внедрены В «Мехатроника-Про» и в учебный процесс кафедры электропривода электрооборудования (ЭПЭО) ФГБОУ ВПО «Национальный И исследовательский Томский политехнический университет», а научно-исследовательских использовались работах также В кафедры ЭПЭО ФГБОУ ВПО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» при создании И разработке перспективных регулируемых электроприводов для робототехнических комплексов И высокодинамичного оборудования, технологического что подтверждено соответствующими актами.

### На защиту выносятся:

1. Аналитические выражения, позволяющие построить формирования алгоритмы вектора напряжения статора, необходимые для регулирования модуля вектора потокосцепления статора И электромагнитного момента синхронного электродвигателя с постоянными магнитами;

2. Алгоритмы управления состоянием синхронного двигателя с постоянными магнитами, обеспечивающие формирование максимально возможных величин производных момента и потокосцепления, с учетом ограничений по напряжению для получения максимального быстродействия;

3. Результаты сравнения статических и динамических характеристик электропривода на базе синхронного двигателя с

постоянными магнитами управляемого при помощи разработанных алгоритмов с классическими алгоритмами управления – полеориентированного и прямого управления моментом по быстродействию и пульсациям момента.

4. Функциональная зависимость между временем дискретизации системы управления электропривода на базе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами, его параметрами и возможным уровнем пульсаций электромагнитного момента.

## АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПРАКТИЧЕСКИХ РАЗРАБОТОК СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

## 1.1. Особенности использования электроприводов на базе синхронных электродвигателей с постоянными магнитами

Регулируемый электропривод находит все большее применение в промышленности и различных технологических машинах. Его использование позволит обеспечить автоматизацию многих технологических процессов, получить сложное движение промышленных машин, снизить энергопотребление в различных областях деятельности человеческого общества.

Еще прошлого доминирующим В конце века электроприводом в тех установках, где требовалось в широком регулировать диапазоне скорость, являлся электропривод Главным тока. недостатком постоянного электроприводов постоянного тока всегда было наличие коллекторно-щеточного аппарата электрической машины, который требует особого обслуживания, при неправильной эксплуатации снижает эксплуатационную надежность машины ограничивает И динамические характеристики электропривода в целом. Поэтому в 90-х годах прошлого века, по мере развития микропроцессорной и силовой полупроводниковой техники. регулируемые электроприводы постоянного тока стали вытесняться бесколлекторными регулируемыми электроприводами переменного тока на базе автономного инвертора напряжения. В первую очередь это система (преобразователь частоты - асинхронный

требуемые электродвигатель), которая обеспечивает исполнительного характеристики движения органа ЛЛЯ большинства технологических машин. В тоже время, есть ряд механизмов, где определенные характеристики такой системы неудовлетворительны, и как альтернатива им находят применение электроприводы базе регулируемые на синхронных электродвигателей с постоянными магнитами (СДПМ).

Машины с постоянными магнитами были изобретены еще на начальном этапе развития электромеханики. Однако широкое применение они получили в течение последних десятилетий в связи с разработкой новых материалов для постоянных магнитов с большой удельной магнитной энергией (например, сплавов на основе самария и кобальта). Синхронные машины с такими магнитами по своим массогабаритным показателям И эксплуатационным характеристикам в определенном диапазоне мощностей и частот вращения вполне могут конкурировать с синхронными машинами, имеющими электромагнитное возбуждение.

В СДПМ магнитное поле ротора формируется с помощью постоянных магнитов. Благодаря отсутствию обмотки возбуждения в СДПМ отсутствуют потери на возбуждение и контактные кольца. Они обладают высоким КПД, их надежность существенно выше, чем у обычных синхронных машин с обмоткой возбуждения. Кроме того, они практически не нуждаются в обслуживании в течение всего срока службы [12, 17, 23, 25].

Постоянные магниты могут заменять обмотку возбуждения, как в многофазных синхронных машинах обычного исполнения, так и во всех специальных исполнениях. СДПМ отличаются от своих аналогов с электромагнитным возбуждением конструкцией индукторных магнитных систем. Аналогом ротора обычной

неявнополюсной синхронной машины является цилиндрический кольцеобразный магнит, намагничиваемый в радиальном направлении (рис. 1.1, а).



Рис. 1.1. Индукторные магнитные системы с цилиндрическим и звездообразным магнитами:

*а* — звездообразный магнит без полюсных башмаков;

б — четырехполюсный цилиндрический магнит.

Явнополюсному ротору обычной машины с электромагнитным возбуждением аналогичен ротор со звездообразным магнитом, показанный на рис. 1.1, а, в котором магнит 1 крепится на валу 3 заливкой из алюминиевого сплава 2.

Для описания электромагнитных процессов в синхронных машинах с постоянными магнитами вполне пригодна теория синхронных машин с электромагнитным возбуждением. Однако, для того, чтобы воспользоваться этой теорией и применить ее для характеристик синхронной расчета машины С постоянными магнитами в генераторном или двигательном режиме, нужно кривой предварительно определить ΠО размагничивания постоянного магнита ЭДС холостого хода Е<sub>f</sub> или коэффициент возбужденности  $\varepsilon = E_f/U$  и рассчитать индуктивные сопротивления X<sub>ad</sub> и X<sub>aq</sub> с учетом влияния магнитного сопротивления магнита, которое может быть настолько существенным, что  $X_{ad} < X_{aq}$ .

Основными преимуществами электропривода на базе СДПМ являются [6, 35]:

1. Бесконтактность и отсутствие узлов, требующих обслуживания. Отсутствие у СДПМ скользящих электрических контактов существенно повышает их ресурс и надежность по сравнению с электрическими двигателями постоянного тока или асинхронными двигателями с явно выраженной обмоткой на роторе.

2. Большая перегрузочная способность по моменту (кратковременно кратность максимального момента равна 5 и более).

3. Высокое быстродействие, обусловленное относительно малой величиной электромагнитной и механической инерционности.

4. Высокие энергетические показатели (КПД и соѕф). Показатели КПД вентильных двигателей превышают 90% и очень мало меняются при изменении нагрузки двигателя по мощности и при колебаниях напряжения питающей сети, в то время как у асинхронных электродвигателей максимальный КПД составляет не более 86% и зависит от изменений нагрузки.

5. Минимальное значение токов холостого хода и рабочих токов, что позволяет достаточно точно измерять нагрузку двигателя и оптимизировать режим работы.

6. Практически неограниченный диапазон регулирования частоты вращения (1:10000 и более) и возможность регулирования частоты вращения по различным законам.

7. Низкий перегрев СДПМ увеличивает срок службы электропривода, поскольку увеличивается ресурс изоляционных материалов, работающих при более низких температурах. Этот же фактор позволяет электроприводу работать в нестандартных режимах с возможными перегрузками.

8. Минимальные массогабаритные показатели при прочих равных условиях.

9. Значительный срок службы (наработка на отказ составляет 10000 ч и более), надежность. Ресурс электродвигателя и всего агрегата увеличивается также за счет возможности оптимизации режимов работы по скорости и нагрузке.

10. Возможность высокоскоростного исполнения.

Приведенные выше преимущества электроприводов на базе СДПМ делают его перспективным в таких областях как [19, 28, 29, 37, 38, 68]:

• сервоприводы роботов и манипуляторов;

 приводы подачи и главного движения металлорежущих станков и координатных устройств;

• автоматические линии по обработке различных материалов или сборке изделий;

- упаковочные машины;
- печатные машины, принтеры и плоттеры;
- намоточные и лентопротяжные механизмы;
- прецизионные системы слежения и наведения;
- авиационная техника;
- медицинская техника;
- тяговый электропривод электрического транспорта;

 приводы рулевого управления летательных и подводных аппаратов, автомобилей;

- мотор-колеса;
- горные машины;
- турбомеханизмы;
- бытовая техника и др.

Электроприводы на базе СДПМ малой и средней мощности являются особенно привлекательными для их использования в При СДПМ составе сервоприводов. этом обеспечивает малые габариты, хорошие относительно энергетические показатели и малую инерционность. В тоже время, быстрое и точное движение исполнительного органа сервопривода невозможно без качественной системы управления.

На рис. 1.2. приведена упрощенная структура сервопривода на базе СДПМ.



Рис. 1.2. Структура сервопривода на базе СДПМ:

СУ – система управления; СУ ЭМПЭ – система управления электромеханического преобразования энергии; СУ ДИО – система управления движением исполнительного органа; ЭМК – электромагнитные координаты; МК – механические координаты; U– вектор напряжения на обмотке статора; I – вектор тока статора;  $\Psi$  – вектор потока;  $M_3$  – электромагнитный момент;  $\omega$  – угловая скорость на валу;  $\theta$  – угол положения ротора; M – момент на валу.

В этой структуре разделены процесс, который протекает внутри электродвигателя и, соответственно, часть системы

управления электромеханического преобразования энергии, т.е. процесс формирования механических координат. Это разделение сделано из тех соображений, что процесс электромеханического преобразования энергии определяется, в первую очередь, типом электродвигателя и принципиально не зависит от механизма, движение. Формирование приводимого В же механических координат в большой степени определяется типом механизма, конфигурация которого может быть разнообразной. При этом, движение исполнительного органа электропривода с олной стороны определяется конфигурацией механизма, а с другой – воздействием, которым управляющим для механической подсистемы электропривода является электромагнитный момент.

В результате систему управления можно разделить на управления процессом электромеханического систему преобразования формирующую энергии, электромагнитный момент, и систему управления механическими координатами, обеспечивающую движение исполнительного органа по заданной траектории. Быстрое и точное отрабатывание момента при этом обеспечивать будет более качественное отслеживание сервоприводом требуемой траектории движения. Помимо этого, если частотный состав изменяющейся нагрузки, статической и динамической, действующей на электропривод будет меньше полосы пропускания электромагнитного момента, то контур регулирования электромагнитного момента можно рассматривать как безынерционный источник момента [14], что позволит существенно упростить алгоритмов синтез управления механическими координатами сервопривода co сложными кинематическими схемами.

Таким образом, отдельной задачей совершенствования электроприводов на базе СДПМ можно рассматривать разработку

алгоритмов управления электромагнитным моментом СДПМ обеспечивающих высокую точность и быстродействие регулирования.

# 1.2. Методы управления синхронными двигателями с постоянными магнитами.

Интерес к вопросу регулирования координат синхронного двигателя прослеживается в течение последних десятков лет, в течение которых авторы проводили разработку многие И синхронных двигателей исследование различных типов с постоянными магнитами.

В 1986 г. Джахнс Т.М., Климан Г.Б. и Нейманн Т.В. [62] показали, что использование постоянных магнитов в синхронных двигателях с явновыраженными полюсами для регулируемых электроприводов улучшают их характеристики по отношению к другим классам машин переменного тока. Они надежнее, способны обеспечить большую мощность при относительно малых габаритах, могут работать на высоких скоростях в двигательном и генераторном режимах, энергетически эффективны в широком диапазоне скоростей.

В 1986 году Себастьяном Т., Слемоном Г. и Рахманом М.[109] были рассмотрены перспективы развития электроприводов СДПМ базе И представлены эквивалентные на модели электрических для таких двигателей, а также схем методы параметров. Сравнение определения результатов ИХ моделирования С проведенными экспериментами подтвердило адекватность их модели.

Пиллэй П. и Кришнан Р. [96 - 98] классифицировали синхронные двигатели на два типа: синхронные двигатели с

(СДПМ) постоянными магнитами И бесщеточные двигатели постоянного тока (БДПТ). СДПМ имеет синусоидальную противо-ЭДС и для него нужно формировать синусоидальный ток статора для получения постоянного крутящего момента, а БДПТ имеет трапецеидальную противо-ЭДС и работает с прямоугольными токами статора для получения постоянного крутящего момента. СДПМ синхронный очень похож на двигатель С неявновыраженными полюсами, y которого вместо обмотки возбуждения используется постоянный магнит.

Модель СДПМ может быть получена из хорошо известной модели синхронной машины. Уравнения СДПМ выводятся в *d-q* системе координат, жестко связанной с ротором. Обмотка возбуждения из модели исключается в силу ее отсутствия, а поток ротора считается постоянным, в силу особенности расположения системы координат.

Представление уравнений СДПМ в системе координат *d-q* является основным способом описания его работы. Такое описание обеспечивает наглядность протекающих в обмотках статора Действительные статора процессах. токи И напряжения В приведенной двухфазной неподвижной системе координат связаны с роторными величинами однозначным преобразованием. Эти преобразования основаны на предположении о симметричности электрических и магнитных цепей всех обмоток. Кроме системы координат d-q иногда применяется система координат  $\alpha$ - $\beta$ , при этом значение индуктивности обмоток статора связано тригонометрическими зависимостями с угловым положением ротора.

Существует также пространственная модель СДПМ учитывающая потери энергии [54, 75, 83, 85, 120]. На базе этой

модели были предложены методы оценки изменяющихся параметров двигателя в процессе работы.

Модели различных типов синхронных двигателей в сравнении с асинхронными двигателями приведены в [99, 109, 117], где получена модель основных полюсов синхронного двигателя, а все уравнения выведены в системе координат *d-q* и представлены в виде матрицы. Эквивалентная схема двигателя при этом включала демпфирующую обмотку и была представлена как источник постоянного тока.

Разработанные в 80-х годах прошлого века математические СДПМ впоследствии были модели реализованы В виде компьютерных программ, в том числе и в виде блоков среды Matlab Simulink, эффективность адекватность И которых отмечается во многих работах [55, 74, 91, 92, 106].

Электропривод на базе СДПМ, как объект управления, не имеет существенных отличий от электропривода на базе синхронного двигателя с обмоткой возбуждения расположенной на индукторе, поэтому и методы управления синхронным двигателем приемлемы и для СДПМ.

Развитие принципов управления электропривода с СДПМ обуславливается развитием теории и методов управления, а также совершенствованием аппаратной базы электропривода. Реализация управления СДПМ С учетом параметров самого двигателя, наличием датчиков углового положения ротора, типом преобразователя И вычислительной мощностью контроллера позволяет судить об эффективности используемых алгоритмов [22].

Один из первых способов управления синхронными двигателями на базе полупроводникового преобразователя получил название вентильного двигателя [6, 33, 57, 58, 67, 87, 111,

114, 115], который также называют бесколлекторным двигателем постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов. Учитывая, что коммутация ключей вентильного двигателя жестко связана с положением ротора, напряжение, прикладываемое к фазам двигателя при его работе, имеет трапецеидальную форму. Данный способ управления достаточно прост в реализации и имеет хорошее быстродействие, но ему присущи большие пульсации момента.

Для повышения качества управления современные СДПМ, как правило, питаются от автономного инвертора напряжения, формирующего в соответствии с текущим состоянием двигателя вектор напряжения, необходимый для достижения цели управления.

При формировании вектора напряжения можно добиться распределения потока статора близкого к синусоидальной форме, поэтому для СДПМ нашли применение те же методы управления, которые используются для асинхронных двигателей [7, 10, 18, 21]. К таким методам в первую очередь относятся полеориентированное управление и прямое управление моментом.

Полеориентированное управление СДПМ рассматривается в работах многих авторов, например [8, 10, 11, 25, 35, 45, 59, 82, 117]. Так, Пиллэй П. и Кришнана Р. в 1989 году [97, 98] показали возможность использования полеориентированного управления применительно к СДПМ. В результате проведенных исследований они показали, что уровень пульсаций электромагнитного момента при полеориентированном управлении существенно меньше, чем при использовании алгоритмов управления вентильным двигателям с датчиками Холла.

Моримото С., Тонг И., Такеда И. и Хираса Т. в 1994 г. [85] и Мадемлис С., Маргарис Н. в 2002 г. [75] представили работы по

управления СДПМ, направленных созданию алгоритмов на энергетической эффективности путем оптимизации улучшение потерь В меди И стали статора, на базе системы полеориентированного управления.

Общим недостатком всех рассматриваемых систем полеориентированного управления СДПМ является невысокое быстродействие регулирования момента по сравнению с прямым управлением моментом (ПУМ), что сужает область их применения в высокоточных динамичных электроприводах.

В электроприводах, требующих высокого быстродействия регулирования, получили распространение СДПМ с прямым управлением моментом. Основным принципом прямого управления моментом является выбор соответствующего вектора напряжения в зависимости от положения вектора магнитного потока ротора, разницы между заданным и реальным крутящим моментом [30, 39, 48, 49, 56, 59, 60, 61, 64, 78, 79, 80, 90, 93, 99, 102, 103, 104, 117, 122, 127, 128].

ПУМ может быть реализовано без датчиков [42, 84, 94, 100, 105, 113, 117], если известно первоначальное положение ротора. Так, Юоон-Хо Ким, Юоон-Санг Коок в 1999 году [125], предложили эффективные методы определения положения ротора, информация о котором необходима для пуска двигателя.

Прямое управление моментом имеет такие преимущества, как хорошее быстродействие по моменту, высокий электромагнитный момент при низких скоростях. Однако работа электропривода с ПУМ сопровождается высокими пульсациями электромагнитного момента, особенно на низких скоростях. По этой причине работы многих авторов направлены на снижение уровня таких пульсаций [41, 67, 71, 77, 81, 95, 115, 118, 119, 121, 123, 124, 125]. Например, в работе [67] представлены таблицы

переключений для прямого управления моментом, использование которых способствует снижению уровня пульсаций. Там же рассмотрена конструкция наблюдателя, позволяющая при прямом управлении моментом проводить оценку положения ротора и момента сопротивления на валу двигателя.

Помимо полеориентированного и прямого управления моментом, для систем управления электроприводов с СДПМ могут использоваться и другие способы, основанные на применении теории автоматического управления. Например, в работе [13] рассматривается применение метода скоростного градиента, а в [32, 34] теории синергетического управления. Данные работы имеют в качестве недостатка невысокое быстродействие. В [43, 50, 53, 57, 66, 68, 73, 122] рассматривается применение скользящих режимов для управления СДПМ, отличительной особенностью которых является возможность потери устойчивости работы, а также высокие пульсации электромагнитного момента.

С целью обеспечения повышенных скоростей при работе с малыми нагрузками в [63, 65, 76, 86, 116] предложены алгоритмы управления позволяющие ослаблять главный магнитный поток. Исследования, проведенные авторами показали робастность системы управления по отношению к параметрам двигателя и устойчивую работу при переходах от номинального потока к ослабленному и обратно, с высоким быстродействием.

Широкое распространение получило применение интеллектуальных методов управления, таких как нейронные сети [51, 52, 70, 101], нечеткая логика [40, 46, 48, 56, 60, 67, 79, 89, 108], генетические алгоритмы и т.п., как самостоятельные способы управления, так и в сочетании с полеориентированным или прямым управлением моментом.

Так, на основе генетических алгоритмов в [126] предложен подход к управлению СДПМ, который предусматривает определение параметров ПИД-регулятора, гарантирующих надежную устойчивость замкнутой системе.

В [84] на базе систем управления с переменной структурой с использованием повторяющегося обучения рассмотрен подход к минимизации периодических пульсаций скорости СДПМ. Эти пульсации скорости вызваны пульсациями электромагнитного момента, которые изменяются периодически в зависимости от Обычный П-регулятор скорости положения ротора. имеет возможность уменьшить рассмотренные пульсации скорости до недостаточного определенного уровня, но для многих высокопроизводительных приложений. В установившемся состоянии система управления С переменной структурой С использованием повторяющегося обучения вырабатывает задание для компенсации текущих пульсаций, что вместе с внешним контуром регулирования скорости используется для уменьшения пульсаций скорости. Предлагаемый способ управления может быть любую легко интегрирован в ИЗ существующих систем электропривода с СДПМ.

Еще одной работой, предлагающей нестандартный регулятор скорости, является [110], где применяется модульный подход к управлению скоростью СДПМ. На основе функционирования отдельных регуляторов, модульный подход позволил реализовать интеллектуальный и надежный регулятор, который позволяет легко заменить любой существующий регулятор, работающий недостаточно качественно, сохранив другие регуляторы, которые эффективны. Впервые был проведен анализ устойчивости пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора скорости В обычной системе управления СДПМ. Затем было показано, что

обычные регуляторы СДПМ не могут исключить пульсации электромагнитного момента, которые были основным СДПМ препятствием использования В качестве высокопроизводительного В сервопривода. предложенных это было достигнуто путем введения регуляторах модуля с итерационным обучением. Этот модуль осуществляет циклическую запись момента и текущих сигналов управления за один полный цикл, а затем использует эти сигналы для обновления текущего задания на следующий цикл. Как следствие, пульсации крутящего момента могут быть значительно снижены. Для того чтобы оценить пульсации момента, также был предложен модуль оценки, использующий скользящие режимы. Наблюдатель получил дальнейшее целях содействия осуществлению развитие В регулирования момента. Предлагаемая система управления была оценена моделированием В режиме реального времени И экспериментальными результатами, которые подтвердили ee эффективность.

Достаточно направлением мощным В развитии базе СДПМ электроприводов является построение на бездатчиковых систем, позволяющих отказаться от применения дополнительных механических устройств, устанавливаемых на валу двигателя. Основными оцениваемыми координатами в таких электроприводах являются скорость и угловое положение ротора. Для построения наблюдателей используется большое многообразие различных подходов.

Одним из таких подходов является применение расширенного фильтра Калмана [44, 125], который позволяет производить оценку параметров и переменных величин двигателя в условиях случайного характера внешних воздействий. Так, в [72, 88] приведена оценка скорости, положения ротора и момента

нагрузки при прямом управлении моментом СДПМ на основе расширенного фильтра Калмана. Разработана модель СДПМ и фильтра Калмана в Matlab Simulink. Предлагаемые наблюдатели скорости оказались нечувствительными к изменениям параметров двигателя. Результаты моделирования продемонстрировали хорошую производительность и надежность. Недостатком таких систем является необходимость в использовании существенных вычислительных ресурсов контроллера.

Еще одним вариантом построения бездатчиковых электроприводов на базе СДПМ являются адаптивные системы [47, 66, 107]. Например, широко распространено применение адаптивной системы с настраиваемой моделью, однако для этих систем так же существенным недостатком является большая вычислительная нагрузка на контроллер.

Распространенным является применение наблюдателей состояния [72, 88, 112].

### 1.3. Выводы по главе

Результаты проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ показали, что:

1. Благодаря весьма благоприятным свойствам по виду механических И регулировочных характеристик, отсутствию скользящих электрических контактов, отсутствию потерь на возбуждение и возможностям эффективного охлаждения, СДПМ является одним из перспективных исполнительных элементов современного электропривода.

2. Применение современных магнитотвердых материалов позволило создавать СДПМ, способные конкурировать по массогабаритным и энергетическим показателям с машинами с

электромагнитным возбуждением в широком диапазоне мощностей и частот вращения, а по удельному показателю как величина электромагнитного момента на единицу массы СДПМ практически нет равных среди разнообразных типов электрических двигателей.

3. Наиболее распространенными для построения систем управления электроприводов на базе СДПМ являются полеориентированное управление и прямое управление моментом.

4. Наибольшим быстродействием из этих двух способов обладает прямое управление моментом, что позволяет использовать его в высокоточных и динамичных электроприводах, в которых требуется высокое быстродействие.

5. Наиболее существенным недостатком систем С прямым моментом являются управлением высокие пульсации электромагнитного момента, снижающие показатели качества регулирования электропривода.

Исходя из этого, можно сформулировать следующие основные задачи, решаемые в работе:

1. На базе разработанной имитационной модели электропривода с СДПМ проанализировать быстродействие контура регулирования СДПМ момента пульсаций И уровень момента В зарекомендовавших себя полеориентированным системах с управлением и прямым управлением моментом.

2. Проанализировать влияние времени дискретизации системы управления электроприводом и параметров СДПМ на величину пульсаций электромагнитного момента.

3. Разработать алгоритмы управления электроприводом с СДПМ, обеспечивающие быстродействие соизмеримое с системами прямого управления моментом при уровне пульсаций, характерном полеориентированному управлению.

4. Оценить адекватность математической модели, используемой при системы управления, путем синтезе И анализе особенностей исследований c учетом экспериментальных технической реализации системы управления электроприводом с СДПМ.

## 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

#### 2.1. Методы математического описания

Для синхронных машин с постоянными магнитами характерны значительный воздушный зазор и низкая степень насыщения. Поэтому при их рассмотрении часто используются модели без учета нелинейности магнитной цепи.

В модель синхронного электромеханического преобразователя без учета насыщения вводится ряд допущений, позволяющих применить принцип суперпозиции к описанию магнитных полей от различных источников и обеспечить понимание основных закономерностей преобразования энергии в этой машине:

1. Магнитно-мягкий материал магнитопровода имеет бесконечную магнитную проницаемость;

2. Отсутствие насыщения делает все сосредоточенные электрические параметры независимыми от электрических переменных;

3. Реальные обмотки и постоянные магниты заменяются эквивалентными токовыми слоями, создающими требуемое значение и форму напряженности или магнитодвижущих сил магнитного поля в равномерном воздушном зазоре машины;

4. Запасенная магнитная энергия, используемая для описания электрической машины, рассматривается лишь как энергия статического магнитного поля;

5. Энергия электростатического поля считается пренебрежимо малой;

6. Электрические поля, возникающие при изменении BO времени магнитных полей или относительном движении В магнитном поле, не учитываются при вычислении запасенной магнитной энергии; они появляются при выводе дифференциальных уравнений движения машины;

7. Краевые эффекты на границах зубцовых зон (явно выраженных полюсов) отсутствуют;

8. Постоянный магнит является идеальным источником напряженности магнитного поля и представляет собой бесконечно тонкую пластину;

9. Потери в стали отсутствуют;

Магнитная проницаемость воздушного зазора представляется
 в виде произведения магнитной проницаемости статора и ротора
 [12].

Последнее допущение требует пояснений. В общем случае предполагается, что зубчатые структуры имеются на внутренней цилиндрического статора внешней поверхности стороне И Тогда цилиндрического ротора. относительная магнитная проницаемость воздушного зазора между зубчатой структурой статора И поверхностью ротора  $\mu_1$ аппроксимируется В предположении, что поверхность ротора гладкая:

$$\mu_{1} = \mu_{10} + \sum_{k=1}^{\infty} \mu_{1k} \cos k\theta_{1}, \qquad (2.1)$$

Для зубчатой структуры ротора относительная магнитная проницаемость воздушного зазора между зубчатой структурой ротора и поверхностью статора µ<sub>2</sub> определяется в предположении гладкой рабочей поверхности статора:

$$\mu_{2} = \mu_{20} + \sum_{l=1}^{\infty} \mu_{1l} \cos k\theta_{2}, \qquad (2.2)$$

где  $\theta_1 = z_{\pi} \theta_{1 \text{Mex}}$ ;  $\theta_2 = z_{\pi} \theta_{2 \text{Mex}}$ ;  $z_{\pi}$  – число пар полюсов;  $\theta_1$ ,  $\theta_{1 \text{Mex}}$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_{2 \text{Mex}}$  – электрические и механические угловые координаты статора и ротора;  $\theta = \theta_1 - \theta_2$  – электрический угол рассогласования магнитных полей статора и ротора (или электрическая координата ротора).

Для каждой зубчатой структуры МДС магнитного поля постоянного магнита и токовых слоев не зависят от структуры воздушного зазора, т.е. реальный воздушный зазор заменяется эквивалентным равномерным зазором. Зубчатые структуры учитываются только при вычислении индукции в рабочем зазоре:

$$B = \mu_0 \mu_2 \mu_1 H , \qquad (2.3)$$

где *В* — магнитная индукция; *H* — напряженность магнитного поля; µ<sub>0</sub> — магнитная проницаемость вакуума.

образом, Таким представляя относительные магнитные проницаемости зубчатых структур, МДС обмоток и постоянных магнитов в виде рядов Фурье, можно получить приближенную картину распределения магнитного потока (индукции) В воздушном зазоре. Эта картина позволит в дальнейшем выяснить влияние источников МДС и зубчатой структуры статора и ротора на электромагнитный момент машины.

Для упрощения аналитической трактовки уравнений синхронной машины также часто применяется преобразование к переменным, связанным с подвижной системой координат. При используется промежуточное преобразование этом широко многофазной двухфазной идеальной машины К модели, отражающей фундаментальные свойства синхронных электромеханических преобразователей [12, 21, 25, 36].

Известны различные варианты преобразования координат. Чаще всего используется метод, инвариантный по амплитуде, так как он может напрямую применяться при цифровой реализации управления электромеханическим преобразователем.

Преобразование токов, напряжений и потокосцеплений этим методом проводится при следующих допущениях:

• насыщение отсутствует;

• машина симметричная (отсутствуют напряжения или токи нулевой последовательности).

Преобразование переменных  $Z_{abc}$  из трехфазной неподвижной системы координат *abc* в подвижную d-q, обычно проводится в два этапа. Вначале трехфазная система преобразуется с помощью матрицы преобразования  $T_{32}$  в неподвижную двухфазную систему координат  $\alpha$ - $\beta$ , что удобно при последующей реализации цифровых алгоритмов управления:

$$Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} Z_{\alpha} \\ Z_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{a} \\ Z_{b} \\ Z_{c} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{32} Z_{abc}, \qquad (2.4)$$

где Z<sub>ABC</sub> – векторы токов, напряжения и потокосцеплений.

Обратное преобразование:

$$Z_{abc} = T_{23} Z_{a\beta} = T_{32}^{T} Z_{a\beta}.$$
(2.5)

Далее следует преобразование из неподвижной двухфазной системы координат α-β в подвижную систему координат *d-q*:

$$z_{dq} = \begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = T_{\theta} Z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{\alpha} \\ z_{\beta} \end{bmatrix}$$
(2.6)

Обратное преобразование:

$$z_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} z_{\alpha} \\ z_{\beta} \end{bmatrix} = T_{\theta}^{T} Z_{dq} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{d} \\ z_{q} \end{bmatrix}$$
(2.7)

Иногда преобразование трехфазной неповижной системы координат *abc* в подвижную *d-q*, проводится в один этап:

$$Z_{dq0} = \begin{bmatrix} Z_{d} \\ Z_{q} \\ Z_{0} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_{dqph} Z_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{a} \\ Z_{b} \\ Z_{c} \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

В этом случае матрица преобразования  $T_{dqph}$  называется матрицей Блонделя-Парка [6, 26, 35].

# 2.2. Математическое описание синхронного электродвигателя с постоянными магнитами

Физическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами приведена на рис. 2.1, где статор такой же, как в трехфазных машинах переменного тока, а на роторе располагаются постоянные магниты.



Рис. 2.1. Физическая модель СДПМ

С учетом приведенных выше допущений, уравнения равновесия ЭДС на обмотках статора в неподвижной системе координат, базирующиеся на втором законе Кирхгофа (ротор не имеет обмоток) запишутся в виде:

$$\vec{u_1} = R_1 \vec{i_1} + \frac{d\vec{\Psi}_1}{dt}.$$
 (2.9)

где  $\vec{u_1}$  – вектор фазного напряжения статора;  $R_1$  – фазное активное сопротивление обмотки статора;  $\vec{i_1}$  – вектор фазного тока статора;  $\vec{\psi_1}$  – вектор фазного потокосцепления статора.

Векторы напряжения, тока и потокосцепления можно записать в следующем виде:

$$\begin{cases} \vec{u}_{1} = \frac{2}{3} \Big[ u_{1a}(t) + \overline{a} u_{1b}(t) + \overline{a}^{2} u_{1c}(t) \Big]; \\ \vec{i}_{1} = \frac{2}{3} \Big[ i_{1a}(t) + \overline{a} i_{1b}(t) + \overline{a}^{2} i_{1c}(t) \Big]; \\ \vec{\psi}_{1} = \frac{2}{3} \Big[ \psi_{1a}(t) + \overline{a} \psi_{1b}(t) + \overline{a}^{2} \psi_{1c}(t) \Big], \end{cases}$$
(2.10)

где  $\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$  – векторы,

учитывающие пространственное смещение обмоток;  $u_{1a}$ ,  $u_{1b}$ ,  $u_{1c}$  – фазные напряжения обмотки статора;  $i_{1a}$ ,  $i_{1b}$ ,  $i_{1c}$ , – фазные токи обмотки статора;  $\psi_{1a}$ ,  $\psi_{1b}$ ,  $\psi_{1c}$  – фазные потокосцепления статора, которые формируются следующим образом

$$\begin{cases} \psi_{1a} = L_{aa}i_{1a} + L_{ab}i_{1b} + L_{ac}i_{1c} + \psi_{2a}; \\ \psi_{1b} = L_{ab}i_{1a} + L_{bb}i_{1b} + L_{bc}i_{1c} + \psi_{2b}; \\ \psi_{1c} = L_{ac}i_{1a} + L_{bc}i_{1b} + L_{cc}i_{1c} + \psi_{2c}, \end{cases}$$
(2.11)

где  $L_{aa}$ ,  $L_{aa}$ ,  $L_{cc}$ , – собственные индуктивности фаз обмотки статора;  $L_{ab}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  – взаимные индуктивности между фазами обмотки статора;  $\psi_{2a}$ ,  $\psi_{2b}$ ,  $\psi_{2c}$  – потокосцепления ротора относительно статора.

Потокосцепления ротора можно сформировть в неподвижной системе координат:

$$\begin{cases} \Psi_{2a} = \Psi_{2} \cos \theta; \\ \Psi_{2b} = \Psi_{2} \cos(\theta - 120^{\circ}); \\ \Psi_{2c} = \Psi_{2} \cos(\theta + 120^{\circ}), \end{cases}$$
(2.12)

где  $\Psi_2$  – потокосцепления постоянных магнитов ротора;  $\theta$  – положение потокосцепления ротора.

Можно отметить, что в уравнениях потокосцепления статора собственная индуктивность  $L_{aa}$  и взаимные индуктивности  $L_{ab} = L_{ba}$  являются функциями угла  $\theta$  положения потокосцепления ротора и тогда можно их записать следующим образом:

$$\begin{cases} L_{aa} = L_{lc} + L_0 - L_{m1} \cos(2\theta); \\ L_{ab} = L_{ab} = -\frac{1}{2}L_0 - L_{m1} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}), \end{cases}$$
(2.13)

где  $L_{lc}$  – индуктивность рассеяния обмотки статора;  $L_0$  – средняя индуктивность  $L_0 = \frac{1}{2} (L_q + L_d); L_{m1}$  – индуктивность, учитывающая явнополюсность ротора  $L_{m1} = \frac{1}{2} (L_q - L_d).$ 

В итоге получим матрицу индуктивности статора в следующем виде:

$$L_{1} = \begin{bmatrix} L_{11} + L_{0} - L_{m1}\cos 2\theta & -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta - \frac{\pi}{3}) & L_{t_{c}} + L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta - \pi) \\ -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta + \pi) & L_{t_{1}} + L_{0} - L_{m1}\cos 2(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
(2.14)

Зная потокосцепление, статорный ток, и активное сопротивление статора мы можем записать уравнение (2.9) для синхронного двигателя в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} u_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_1 \end{bmatrix},$$
(2.15)
  
35

где:  $[u_1] = [u_{1a} \quad u_{1b} \quad u_{1c}]^t$  - матрица напряжения;  $[i_1] = [i_{1a} \quad i_{1b} \quad i_{1c}]^t$  - матрица токов;  $[r_1] = diag [r_{1a} \quad r_{1b} \quad r_{1c}]^t$  - матрица сопротивления статора;  $[\Psi_1] = [\Psi_{1a} \quad \Psi_{1b} \quad \Psi_{1c}]^t$  - матрица потокосцепления статора.

Потокосцепление статора можно определить через потокосцепление ротора и ток статора:

$$[\psi_1] = L_1[i_1] + [\psi_2],$$

где:  $[\psi_2] = [\psi_{2a} \quad \psi_{2b} \quad \psi_{2c}]^t$  - матрица потокосцепления ротора.

Электромагнитный момент СДПМ определяется по следующей зависимости

$$\vec{M}_{3} = L_{1} \left( \vec{\Psi}_{1} \Psi_{2}^{*} \right).$$
 (2.16)

На пути упрощения математического описания синхронного двнгателя с постоянными магнитами и вообще машин переменного тока эффективным методом является метод пространственного вектора.

Суть метода состоит в том, что мгновенные значения симметричных трехфазных переменных состояния (напряжения, токи, потокосцепления) можно математически преобразовать так, чтобы они были представлены одним пространственным вектором. Трехфазные уравнения синхронного двигателя чаще всего сводят к двухфазной системе, у которой две фазы сдвинуты на 90 градусов, как показано на рис. 2.2.


Рис. 2.2 Преобразования координат Кларка

Используя преобразования координат Кларка (2.4) составляющие вектора тока будут определяться следующими зависимостями:

$$\begin{cases} i_{1\alpha} = \frac{2}{3}i_{1a} - \frac{1}{3}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{1\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(i_{1b} - i_{1c}); \\ i_{10} = \frac{2}{3}(i_{1a} + i_{1b} + i_{1c}). \end{cases}$$
(2.17)

Тогда уравнения, описывающие СДПМ в системе координат α-β, могут быть представлены в следующем виде:

$$\begin{cases} U_{1\alpha} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + L_1 \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \omega_r \cdot \psi_{2\beta}; \\ U_{1\beta} = R_1 \cdot i_{1\beta} + L_1 \frac{di_{1\beta}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{2\alpha}; \\ M_{\beta} = \frac{3}{2} z_{\pi} \cdot (\psi_{1\alpha} \cdot i_{1\beta} - \psi_{1\beta} \cdot i_{1\alpha}); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M_{\beta} - M_c), \end{cases}$$

$$(2.18)$$

где:  $\psi_{2\alpha} = \Psi_2 \cos \omega t$ ;  $\psi_{2\beta} = \Psi_2 \sin \omega t$ ;  $\psi_{1\alpha} = L_1 \cdot i_{1\alpha} + \psi_{2\alpha}$ ;  $\psi_{1\beta} = L_1 \cdot i_{1\beta} + \psi_{2\beta}$ ;

 $U_{1\alpha}, U_{1\beta}, i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \psi_{1\alpha}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}$  - составляющие векторов напряжений, токов, потокосцеплений по осям а и  $\beta$ ;

*r*<sub>1</sub>, *L*<sub>1</sub> - сопротивление, и индуктивность статорной обмотки;

J - момент инерции ротора;  $\omega_r$  – угловая частота вращения ротора;  $z_{\rm n}$  - число пар полюсов двигателя;  $M_3$  и  $M_{\rm c}$  - электромагнитный момент и момент статической нагрузки.

В соответствии с системой уравнений (2.18) на рис. 2.3 приведена схема замещения двухфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами.



Рис. 2.3. Схема замещения двухфазного синхронного двигателя с постояными магнитами

Структурная схема, составленная в соответствии с уравнениями (2.18), представлена на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Структурная схема СДПМ в неподвижной системе

координат

Ha протяжении последних несколько десятков лет СДПМ представление уравнений BO врашающейся системе координат стало основным способом его описания. Уравнения машины во вращающихся координатах обеспечивают большую протекающих В обмотках статора, процессах. наглядность, Действительные токи и напряжения статора в приведенной двухфазной неподвижной системе координат связаны с роторными величинами однозначным преобразованием. Эти преобразования основаны на предположении о симметричности электрических и магнитных цепей всех обмоток. Для описания двигателя во врашающейся системе координат используется преобразование координат Парка (см.рис.2.5).



Рис. 2.5 Преобразования координат Парка

Используя преобразования координат Парка, систему уравнений СДПМ, записанную в неподвижной системе координат можно представить в ортогональной системе координат *d-q* вращающейся в пространстве в общем случае с произвольной скоростью. Токи статора в вышеназванных системах координат связаны следующим соотношением:

$$\begin{cases} i_{1d} = i_{1\alpha}\cos(\theta) + i_{1\beta}\sin(\theta); \\ i_{1q} = -i_{1\alpha}\sin(\theta) + i_{1\beta}\cos(\theta). \end{cases}$$
(2.19)

Уравнение электрического равновесия напряжения обмотки статора СДПМ в векторной форме:

$$\overline{U}_1 = \overline{I}_1 R_1 + \frac{d\overline{\Psi}_1}{dt} + \omega_r \overline{\Psi}_1^*.$$
(2.20)

Подставляя в уравнение электрического равновесия напряжения обмотки статора (2.20) выражения для токов СДПМ (2.19) получим систему уравнений, описывающую СДПМ во вращающейся системе координат:

$$\begin{cases} U_{1d} = R_{1}i_{1d} + p(L_{1d}i_{1d} + \Psi_{2}) - \omega_{r}z_{n}(L_{1q}i_{1q}); \\ U_{1q} = R_{1}i_{1q} + pL_{1q}i_{1q} + \omega_{r}z_{n}(L_{1d}i_{1d} + \Psi_{2}); \\ M_{3} = \frac{3}{2}z_{n}(\Psi_{1d}i_{1q} - \Psi_{1q}i_{1d}); \\ \frac{d\omega_{r}}{dt} = \frac{1}{J}(M_{3} - M_{c}). \end{cases}$$

$$(2.21)$$

Структурная схема, составленная в соответствии с уравнениями (2.21), представлена на рис. 2.6.



Рис. 2.6. Структурная схема СДПМ во вращающейся системе

### координат

### 2.3. Существующие системы управления электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами

## 2.3.1. Полеориентированное управление электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами

Основные полеориентированного принципы управления были разработаны в 70-х годах девятнадцатого века. Сегодня в теоретических исследований результате фундаментальных И успехов в области силовой полупроводниковой электроники и систем разработаны микропроцессорных электроприводы С серийно векторным управлением, которые выпускаются электротехническими фирмами всего мира.

Если под скалярным регулированием скорости понимается такое регулирование, при котором в качестве переменных в системе используются эффективные значения напряжений, токов и потокосцеплений, а сами эти величины считаются величинами скалярными, то в основе полеориентированного управления лежит представление об этих величинах, как о пространственных векторах. Можно также отметить, что скалярное управление базируется на зависимостях, лежащих в основе схемы замещения двигателя, а векторное управление — на соответствующих структурных схемах. [35, 27, 117].

Для пояснения смысла использования векторного управления обратимся к математическому описанию синхронного двигателя в пространственных векторах при ориентации вещественной оси вращающейся системы координат *d-q* по вектору  $\overline{\Psi}_2$ . такому описанию соответствуют формулы (2.21) вместе с равенством  $\omega_{2337} = \frac{d\theta_2}{dt}$ , выражением для электромагнитного момента

и основным уравнением механики. По этим формулам построена Структурная схема синхронного двигателя (см. рис. 2.7), В которой все переменные представлены сигналами постоянного тока. Входными сигналами являются проекции вектора статорного напряжения  $u_{1d}$  и  $u_{1q}$ , а выходными величинами электромагнитной части схемы — потокосцепление ротора  $\overline{\Psi}$ , и электромагнитный момент  $M_3$ . Частота роторной ЭДС  $\omega_r$  рассчитывается через проекцию на ось *q* вектора тока статора и потокосцепление ротора. В свою очередь, через скорость двигателя  $\omega$  и роторную частоту  $\omega_r$ рассчитывается частота напряжения обмотки статора ω<sub>эл</sub>. В структуре перекрестные двигателя существуют связи между каналом формирования потокосцепления ротора и каналом формирования электромагнитного момента.



Рис. 2.7. Структурная схема электропривода при полеориентированном управлении на базе СДПМ

Если тем или другим способом скомпенсировать влияние перекрестных связей, то окажется, что сигналом по оси d независимо задается потокосцепление ротора, а сигналом по оси q электромагнитный момент при данном значении потокосцепления ротора  $\overline{\Psi}_2$ .

Таким образом, структура синхронного двигателя, полученная на основе рассмотрения пространственных векторов, оказывается практически такой же, как структура двигателя постоянного тока независимого возбуждения.

Аналогия с двигателем постоянного тока становится еще более очевидной, если в преобразователе, от которого питается двигатель, с помощью быстродействующих токовых контуров формируются непосредственно составляющие тока статора  $i_{1d}$  и  $i_{1a}$ . Улучшение динамических свойств электропривода с синхронным двигателем при векторном управлении является результатом того, что В переходных процессах имеется возможность поддерживать постоянство потокосцепления ротора, в отличие от скалярного регулирования, где потокосцепление ротора В переходных процессах меняется при изменении токов статора и ротора, что приводит к снижению темпа изменения электромагнитного момента. В приводе с полеориентированном управлением, где поддерживать потокосцепление ротора можно постоянным, электромагнитный момент изменяется так быстро, как быстро изменяется составляющая тока статора *i*<sub>1q</sub>, (аналогия с изменением момента при изменении тока якоря *i*<sub>я</sub> в машине постоянного тока).

При первой трактовке [31] к системам с прямой ориентацией по полю относят только те системы, в которых осуществляется непосредственное измерение потока с помощью тех или иных датчиков потока. Вторая трактовка [10, 117] относит к системам с прямой ориентацией и те системы, в которых поток

рассчитывается по модели двигателя, так как это дает возможность, так же как при непосредственном измерении потока, построить замкнутый контур его регулирования. К системам с косвенным измерением в этом случае относят только системы, в которых поток не измеряется и не рассчитывается, а формируется путем задания других переменных.

Система с косвенной ориентацией по полю не содержит узлов измерения или расчета потокосцепления ротора. Требуемые сигналы задания составляющих тока статора формируются на основании заданных значений потокосцепления  $\Psi_2^*$ электромагнитного момента.

Как уже отмечалось, структурная схема синхронного системе двигателя BO вращающейся координат содержит В качестве входных и выходных величин проекции соответствующих пространственных векторов вращающейся на оси системы координат. Эти величины являются величинами постоянного тока, что позволяет строить систему управления электроприводом так же, как систему управления электроприводом постоянного тока. Между тем, в реальной системе с трехфазным синхронным двигателем напряжения и токи представляют собой трехфазные системы синусоидальных величин. Поэтому при построении системы управления электроприводом на основе функциональной схемы рис. 2.7. должны быть введены преобразователи координат, осуществляющие преобразование величин постоянного тока во вращающейся системе координат в трехфазную систему величин в неподвижной системе координат и обратно.

# 2.3.2. Прямое управление моментом электроприводом на базе синхронного двигателя с постояными магнитами

В исследуемой системе прямого управления моментом СДПМ лежит метод управления моментом и потоком с помощью предельных циклов путём подачи с выхода инвертора на вход СДПМ оптимального напряжения.

#### Достоинства метода:

- хорошие динамические свойства;
- простое исполнение;

• нет необходимости в использовании прямого преобразователя координат, а используется упрощенный обратный преобразователь координат;

• нет необходимости в использовании датчика скорости;

свойства синхронного электропривода подобны
 электроприводу постоянного тока с двигателем независимого
 возбуждения.

### Недостатки метода:

• изменяющаяся частота переключения;

• точность регулирования определяется используемой моделью двигателя;

• большие пульсации токов и момента;

• при малых скоростях не обеспечивается стабильный режим работы.

Прямое управление моментом является продолжением и развитием векторного подхода к построению систем управления асинхронным двигателем. Принципы такого управления были опубликованы в 1985 г. и через 10 лет появились первые

сообщения о промышленных образцах систем управления фирмы ABB, построенных на этих принципах.

Задачей прямого управления моментом является обеспечение быстрой реакции электромагнитного момента управляющее воздействие. В двигателя на отличие ОТ полеориентированного управления, изменение где момента производится путем воздействия на ток статора, который, таким образом, является управляемой величиной, в системе с прямым управляемой величиной управлением моментом является статора [1, 2]. Изменение потокосцепления потокосцепление достигается путем оптимального переключения ключей инвертора напряжения, от которого питается синхронный двигатель (см. рис. 2.8).



Рис. 2.8. Функциональная схема электропривода на базе СДПМ при прямом управлении моментом

Для рассмотрения принципа прямого управления моментом [117] могут быть использованы два полученных ранее выражения: уравнение равновесия напряжений статорной цепи в неподвижной системе координат

$$\overline{U}_{1dq} = R_1 \overline{I}_{1dq} + \frac{d}{dt} \overline{\Psi}_{1dq}.$$
 (2.22)

и выражение (2.16) для электромагнитного момента двигателя. Это выражение, в котором момент рассчитывается через потокосцепления статора и ротора, записано во вращающейся системе координат d-q, но поскольку значение момента не зависит от выбора системы координат, в которой рассматриваются векторы  $\bar{\Psi}_1$  и  $\bar{\Psi}_2$ , то оно может быть представлено в неподвижной системе координат d-q в виде

$$M_{9} = \frac{3}{2} z_{\Pi} L_{1} \left( \psi_{1q} \psi_{2d} - \psi_{1d} \psi_{2q} \right),$$
$$M_{9} = \frac{3}{2} z_{\Pi} L_{1} \left| \overline{\Psi}_{1} \right| \left| \overline{\Psi}_{2} \right| \sin \theta.$$
(2.23)

На рис. 2.9 [3, 117] показана координатная плоскость, на которой отмечены оси неподвижной системы координат *d-q* и расположение векторов напряжения и потокосцепления статора. Плоскость поделена на шесть секторов I — VI по 60 эл. град каждый.

Пространственный вектор напряжения на выходе инвертора, от которого питается обмотка статора двигателя, может занимать одно из шести фиксированных ненулевых положений и два нулевых положения. Ненулевые векторы  $\bar{U_1} - \bar{U_6}$  и нулевые, обозначаемые, как  $\bar{U_7}$  и  $\bar{U_8}$ , рассматриваются как самостоятельные базовые векторы. На рис. 2.9 показано мгновенное положение вектора потокосцепления статора, который в данный момент времени находится в секторе I.



Рис. 2.9. К определению необходимого вектора напряжения для СДПМ в зависимости от изменения потокосцепления статора и электромагнитного момента

Таким образом, для организации прямого управления моментом необходимо знать текущие значения потокосцепления статора и момента двигателя.

Для расчета значений потокосцепления статора и электромагнитного момента необходимо располагать проекциями векторов тока и напряжения в системе координат *d-q*. Поэтому в модели выполняется преобразование симметричной трехфазной системы токов и напряжений в проекции соответствующих векторов на оси неподвижной системы координат (см. рис. 2.9).

Сравнительный анализ электроприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами с системой

полеориентированного управления и системой прямого управления моментом показал, что обе системы управления применимы в электроприводах при различных требованиях к показателям регулируемого электропривода в различных режимах работы со стороны технологического процесса [1].

### 2.4. Выводы по главе

1. Для математического описания системы управления СДПМ наиболее базе распространенной электропривода на является двухфазная модель СДПМ во вращающейся системе координат, позволяющая получить структурную схему подобную структурной схеме управления электроприводом постоянного тока. 2. Анализ электроприводов на базе синхронного двигателя с с системой постоянными магнитами полеориентированного управления и системой прямого управления моментом показал, что обе системы управления применимы при различных требованиях к регулируемому электроприводу со стороны технологического процесса или установки.

3. Система полеориентированного управления применима в электроприводах при малых изменениях нагрузки и более стабильном управлении и имеет меньшие потери в двигателе за счет низкого уровня гармоник тока, отличных от первой, т. е. является потенциально более энергоэффективной.

4. Электропривод с системой прямого управления моментом предпочтительнее при работе в динамических режимах, т. к. имеет высокое быстродействие за счёт использования релейного регулятора момента, однако в статических режимах работы имеет большие пульсации момента.

### 3. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

### 3.1. Постановка задачи

Основными величинами, характеризующими состояние синхронного двигателя с постоянными магнитами являются токи, потокосцепления и ЭДС обмоток статора, электромагнитный момент, а также угловая скорость вращения ротора.

Учитывая, что токи и потокосцепления обмоток двигателя являются однозначно связанными функциями [36], а ЭДС обмоток производными потокосцеплений, достаточно являются ОТ в качестве регулируемых электромагнитных координат двигателя рассматривать потокосцепление обмотки статора. Потери энергии электротехнической стали статора синхронного двигателя зависит от модуля вектора потокосцепления статора и угловой скорости его вращения [16], где последняя, определяется в большей степени технологическим процессом. В связи с этим, при работе двигателя с изменяющейся нагрузкой, может возникнуть необходимость регулирования модуля вектора потокосцепления статора, оптимизации энергетических характеристик для двигателя. Исходя из этого, запишем первую цель управления для синхронного двигателя с постоянными магнитами в следующем виде:

$$\left|\Psi_{1ref}\right| - \left|\Psi_{1}\right| \rightarrow 0,$$

где  $\Psi_{1ref}$  – заданное значение потокосцепления статора.

Что касается механических координат, то угловая скорость ротора формируется в результате силового воздействия на механическую систему, частью которого является

электромагнитный момент двигателя. А электромагнитный момент формируется в результате взаимодействия электромагнитного поля, создаваемого обмоткой статора и постоянным магнитным полем ротора, что дает нам возможность рассматривать его как независимый от состояния механической системы.

Исходя этого, качестве единственной истинной ИЗ В механической координаты, формируемой В результате электромеханического преобразования энергии, будем считать электромагнитный момент. Таким образом, вторую цель управления представим в виде:

 $\left|M_{ref}\right| - \left|M\right| \to 0,$ 

где  $M_{ref}$  – заданное значение электромагнитного момента.

Для синтеза алгоритма управления синхронным двигателем с постоянными магнитами проведем анализ процессов, протекающих при управлении его состоянием. При этом будем исходить из того, что знак производной регулируемой величины определяет, движемся ли мы к цели управления или от нее [14, 16]. Например, если в некоторый момент времени электромагнитный момент больше заданного значения, то для достижения цели управления необходимо обеспечить отрицательный знак производной.

Исходя из этого, последовательно рассмотрим условия формирования знака производных электромагнитного момента и модуля вектора потокосцепления статора, на базе математической модели синхронного двигателя в *d-q* синхронной системе координат.

Продифференцируем уравнение момента (2.16) по времени. Учитывая, что вектор потокосцепления ротора в данной системе координат является константой, запишем производную электромагнитного момента в виде зависимости:

$$\dot{M} = L_1 \left( \dot{\Psi}_1 \Psi_2^* \right).$$

Подставим на место производной вектора потокосцепления статора правую часть уравнения (2.21), в результате чего получим выражение:

$$\dot{M} = L_1 \left( \left( U_1 - I_1 R_1 - \omega_k \Psi_1^* \right) \Psi_2^* \right).$$
(3.1)

Принимая во внимание, что постоянная величина L<sub>1</sub> не влияет на знак производной, запишем достаточные условия обеспечения заданного знака производной момента в виде:

$$sign\left(E_{1}\Psi_{2}^{*}\right) = sign\dot{M}_{ref}$$

$$(3.2)$$

где  $E_1$  – вектор ЭДС обмотки статора;  $\dot{M}_{ref}$  – требуемое значение производной электромагнитного момента;

$$E_{1} = U_{1} - I_{1}R_{1} - \omega_{k}\Psi_{1}^{*}$$
(3.3)

Это условие можно интерпретировать следующим образом. Для того, чтобы производная момента была положительной (отрицательной), достаточно чтобы скалярное произведение векторов  $E_1 \Psi_2^*$  было положительно (отрицательно).



Рис. 3.1. Взаимное положение ЭДС статора и потокосцепление ротора, обеспечивающее положительную производную момента

Учитывая, что скалярное произведение векторов определяется как произведение модулей векторов на косинус угла между ними, производная момента, в соответствии с условием (3.2) будет положительна в том случае, когда вектор  $E_1$  будет расположен в секторе  $\pi/2 > \phi_1 > -\pi/2$  относительно направления вектора  $\Psi_2^*$ , как это показано на рис. 3.1. Очевидно, что при фиксированных значениях модулей вектора потокосцеплений и ЭДС, максимальное значение производной будет в том случае, если направления соответствующих векторов будут совпадать.

Напротив, для того чтобы сформировать отрицательную производную момента, нужно обеспечить расположение вектора  $E_1$  в секторе  $\pi/2 < \varphi_1 < 3\pi/2$  относительно вектора  $\Psi^*_2$ .

Таким образом, выявлено, что знак производной электромагнитного момента зависит от расположения вектора ЭДС обмотки статора, по отношению к вектору потокосцепления ротора, который определяется положением ротора.

Рассмотрим условие формирования производной модуля потокосцепления статора. Модуль данного вектора в системе координат *d-q* определяется зависимостью:

$$|\Psi_1| = \sqrt{\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2}$$
.

Продифференцировав это выражение по времени получим выражение:

$$\left|\dot{\Psi}_{1}\right| = \dot{\psi}_{1d} \frac{\Psi_{1d}}{\sqrt{\Psi_{1d}^{2} + \Psi_{1q}^{2}}} + \dot{\psi}_{1q} \frac{\Psi_{1q}}{\sqrt{\Psi_{1d}^{2} + \Psi_{1q}^{2}}} = e_{1d} \frac{\Psi_{1d}}{\sqrt{\Psi_{1d}^{2} + \Psi_{1q}^{2}}} + e_{1q} \frac{\Psi_{1q}}{\sqrt{\Psi_{1d}^{2} + \Psi_{1q}^{2}}}.$$

Учитывая, что величина  $\sqrt{\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2}$  всегда положительна, запишем достаточное условие положительности производной модуля потокосцепления статора в виде:

$$\operatorname{sign}(E_{1}\Psi_{1}) = \operatorname{sign} \left| \dot{\Psi}_{1ref} \right|, \qquad (3.4)$$

где  $|\dot{\Psi}_{_{1ref}}|$  – требуемое значение производной модуля вектора потокосцепления статора.

Фактически, выражение (3.4) показывает, что производная модуля потокосцепления статора пропорциональна скалярному произведению векторов  $\Psi_1$  и  $E_1$ . Таким образом, для того, чтобы производная модуля вектора потокосцепления статора была положительна, необходимо чтобы угол между векторами потокосцепления статора и ЭДС обмотки статора находился в диапазоне  $-\pi/2 > \varphi_2 > \pi/2$ , как это показано на рис. 3.2.



Рис.3.2. Соотношение ЭДС и потокосцепления статора

В случае, если необходимо получить отрицательную производную модуля вектора потокосцепления статора, необходимо обеспечить расположение вектора  $E_1$  в секторе  $\pi/2 < \varphi_2 < 3\pi/2$  по отношению к вектору  $\Psi_1$ .

Выше ПО отдельности были описаны закономерности формирования производных момента модуля вектора И потокосцепления статора. В время нам необходимо тоже одновременно управлять электромагнитным моментом И магнитным потоком статора, для формирования, которых напряжения статора. В используется вектор связи с этим

рассмотрим возможность одновременного управления этими координатами.

Для этого необходимо на плоскости векторной диаграммы обобшенной найти электрической машины такие области, расположение векторов ЭДС обмоток статора и ротора в которых будет способствовать достижению цели управления. Для этого нужно наложить области достижения каждой из целей управления и найти их пересечение, как это показано на рис. 3.3. При этом, нахождение вектора ЭДС статора В этой области будет способствовать достижению обеих целей управления.



Рис. 3.3. Области расположения векторов ЭДС статора и ротора

В таблице 3.1. приведены диапазоны взаимного расположения векторов, обеспечивающие требуемые знаки производных регулируемых величин, где ошибки регулирования определяются зависимостями:

$$egin{array}{lll} \Delta M &= M_{ref} - M ; \ \Delta \Psi_1 &= ig| \Psi_1 ig|_{ref} - ig| \Psi_1 ig|. \end{array}$$

	Таблица 3.1.		
sign∆M	$sign\Delta\Psi_1$	$\phi_1$	φ <sub>3</sub>
+1	+1	$-\pi/2\ldots\pi/2$	$-\pi/2\ldots\pi/2$
	- 1	$-\pi/2\ldots\pi/2$	$\pi/23\pi/2$
-1	+1	$\pi/23\pi/2$	$-\pi/2\ldots\pi/2$
	- 1	$\pi/23\pi/2$	$\pi/23\pi/2$

## 3.2. Управление с использованием широтно-импульсной модуляции

Рассмотрим возможность получения заданных знаков производных регулируемых величин путем формирования вектора напряжения статора, основываясь на представлении процессов, протекающих в синхронном двигателе с постоянными магнитами при управлении его состоянием, описанном выше. Для упрощения выводов определим сначала условия формирования производных регулируемых величин по отдельности.

формирования Вывод алгоритма напряжения статора, необходимого для снижения ошибки регулирования момента условия (3.2). При фиксированных осуществим на основе значениях модулей векторов  $\Psi_{2}^{*}$  и  $E_{1}$  максимальное значение их обеспечиваться произведения будет скалярного при сонаправленности этих векторов. Запишем условие ИХ сонаправленности в следующем виде:

$$E_1 = k_1 \Psi_2^* sign(\dot{M}_{ref}),$$

где  $k_1$  – коэффициент пропорциональности.

Запишем данное условие через составляющие векторов в системе координат *d-q*:

$$\begin{cases} e_{1d} = -k_1 \psi_{2q} sign(\dot{M}_{ref}); \\ e_{1q} = k_1 \psi_{2d} sign(\dot{M}_{ref}). \end{cases}$$
(3.5)

Учитывая, что в выбранной системе координат  $\psi_{2q}=0$ , для формирования знака производной момента необходимо обеспечить выполнение только второго равенства системы (3.5).

Выразим знак производной момента через ошибку регулирования:

$$\operatorname{sign}(\dot{M}_{ref}) = \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|}.$$
(3.6)

Подставив во второе уравнение (3.5) правые части (3.3) и (3.6) получим зависимость:

$$u_{1q} = k_1 \psi_{2d} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1q} R_1 + \omega \psi_{1d}.$$
(3.7)

Формирование вектора напряжения статора в соответствии с полученной зависимостю будут гарантировать движение системы к заданному значению электромагнитного момента, а первый член правой части будет определять скорость этого движения.

Алгоритм формирования напряжения для регулирования модуля вектора потокосцепления статора также определим исходя из условия сонаправленности векторов  $E_1$  и  $\Psi_1$ , которое запишем в следующем виде:

$$E_{1} = k_{2} \Psi_{1} \operatorname{sign}\left(\left|\dot{\Psi}_{1ref}\right|\right),$$

где  $k_2$  – коэффициент пропорциональности.

Запишем данное условие через составляющие векторов в системе координат *d-q*:

$$\begin{cases} e_{1d} = k_2 \psi_{1d} sign\left(\left|\dot{\Psi}_{1ref}\right|\right); \\ e_{1q} = k_2 \psi_{1q} sign\left(\left|\dot{\Psi}_{1ref}\right|\right). \end{cases}$$
(3.8)

Выразим знак производной модуля вектора потокосцепления статора через ошибку регулирования:

$$\operatorname{sign}(|\dot{\Psi}_{1ref}|) = \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}||}.$$
(3.9)

Подставив (3.3) и (3.9) в (3.8) и выразив напряжения получим зависимость:

$$\begin{cases} u_{1d} = k_2 \psi_{1d} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} + i_{1d} R_1 - \omega \psi_{1q}; \\ u_{1q} = k_2 \psi_{1q} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} + i_{1q} R_1 + \omega \psi_{1d}. \end{cases}$$

$$(3.10)$$

Данная зависимость позволяет построить алгоритм формирования вектора напряжения статора, необходимый для регулирования модуля вектора потокосцепления статора.

Учитывая, что в синхронном двигателе с постоянными магнитами вектор напряжения статора должен формировать как электромагнитный момент, так и потокосцепление статора, объединим выражения (3.7) и (3.10), сложив их покоординатно, в результате чего получим зависимость:

$$\begin{cases} u_{1d} = \frac{1}{2} \left( k_{2} \psi_{1d} \frac{\left| \Psi_{1ref} \right| - \left| \Psi_{1} \right|}{\left| \left| \Psi_{1ref} \right| - \left| \Psi_{1} \right| \right|} + i_{1d} R_{1} - \omega \psi_{1q} \right); \\ u_{1q} = \frac{1}{2} \left( k_{1} \psi_{2d} \frac{M_{ref} - M}{\left| M_{ref} - M \right|} + k_{2} \psi_{1q} \frac{\left| \Psi_{1ref} \right| - \left| \Psi_{1} \right|}{\left| \left| \Psi_{1ref} \right| - \left| \Psi_{1} \right| \right|} \right) + i_{1q} R_{1} + \omega \psi_{1d}. \end{cases}$$

$$(3.11)$$



Рис. 3.4. Формирование вектора ЭДС статора как сумму векторов направленных вдоль векторов  $\Psi_1$  и  $\Psi_2^*$ 

При реализации данной зависимости мы формируем вектор ЭДС статора как сумму векторов направленных вдоль вектора  $\Psi_1$  и вектора  $\Psi_2^*$ , как это показано на рис. 3.4. Таким образом, мы попадем в область обеспечивающую достижения двух целей управления - регулирования электромагнитного момента и потокосцепления статора.

Принимая во внимание тот факт, что алгоритм управления (3.11) получен на базе формирования знака производных регулируемых величин, в дальнейшем будем называть его дифференциальным алгоритмом управления.

Рассмотрим варианты реализации алгоритма (3.11) при формировании вектора напряжения с помощью ШИМ. Вариант реализации при этом будет определяться выбором коэффициентов  $k_1$ И  $k_2$ , которые будут определять скорость изменения электромагнитного момента потокосцепления статора. B И простейшем случае, можно взять эти коэффициенты в виде

констант, тогда скорость изменения регулируемых величин будет независима от величины ошибки регулирования. Данный вариант реализации будет иметь ряд недостатков:

1. Задание малых значений коэффициентов будет способствовать низкому быстродействию системы.

2. Задание коэффициентов обеспечивающих хорошее быстродействие, при наличии задержки в формировании вектора напряжения определяемой периодом ШИМ, способетвует возникновению больших пульсаций регулируемых величин.

3. При работе на больших скоростях, когда ЭДС вращения близка к предельному напряжению, ограниченному величиной напряжения в цепи постоянного тока инвертора, возможно отклонение вектора напряжения от требуемого направления, что может негативно отразиться на динамике системы в целом.

Исходя из вышепечисленных недостатков, рассмотрим два варианта управления с использованием ШИМ, позволяющих полностью или частично исключить перечисленные недостатки.

1. Формирование величины производных момента и потокосцепления пропорционально ошибке регулирования.

Для того, чтобы производные регулируемых величин были пропорциональны ошибкам регулирования определим коэффициенты регуляторов в следующим виде:

$$\begin{cases} k_{1} = |M_{ref} - M| k_{1}; \\ k_{2} = ||\Psi_{1}|_{ref} - |\Psi_{1}|| k_{2}. \end{cases}$$
(3.12)

Коэффициенты  $k_1$  и  $k_2$  и должны выбираться из тех соображений, чтобы ошибки регулирования электромагнитного момента и потокосцепления статора вносили одинаковый вес, и в тоже время желательно, чтобы не вводили вектор напряжения в область ограничения. Для выполнения этих условий можно предложить их предварительный расчет по формулам:

$$\begin{cases} k_{1}^{'} = \frac{U_{1\text{max}}}{M_{H}\Psi_{2d}}; \\ k_{2}^{'} = \frac{U_{1\text{max}}}{|\Psi_{1}|_{H}^{2}}, \end{cases}$$

где  $U_{1max}$  – максимальное напряжение, которое может сформировать инвертор;  $M_{\rm H}$  – номинальный момент двигателя;  $|\Psi_{_1}|_{_{\rm H}}$  - номинальное значение потокосцепления статора двигателя.

2. Формирование максимально возможных величин производных момента и потокосцепления, с учетом ограничений по напряжению.

Максимального производной регулируемой значения величины, а значит и максимального быстродействия можно добиться, если к обмоткам двигателя прикладывать максимальное напряжение, определяемое напряжением в цепи постоянного тока инвертора. При этом. для достижения требуемых знаков производных нужно формировать угловое положение вектора напряжения таким образом, чтобы сформировать вектор ЭДС статора в заданном секторе.



Рис. 3.5. Формирование вектора напряжения статора с учетом ограничений максимальной величины

Направление вектора напряжения статора можно выразить через составляющие на оси координат d-q. Эти составляющие можно определить с учетом веса ошибок регулирования по зависимости (3.11). После этого необходимо пересчитать эти составляющие для максимальной величины вектора  $U_1$ , с учетом ограничений, как это показано на рис. 3.5.

Составляющие вектора  $U_1$  определим по следующим зависимостям:

$$u'_{1d} = u_{1d} \frac{U_{1max}}{|U_1|}; \quad u'_{1q} = u_{1q} \frac{U_{1max}}{|U_1|},$$
(3.13)

где  $U_{1max}$  – максимально возможное фазное напряжение обмотки статора, определяемое по формуле:

$$U_{1max}=\frac{U_d}{2},$$

где U<sub>d</sub> – напряжение цепи постоянного тока инвертора.

Формирование таким способом вектора напряжения будем называть предельным дифференциальным управлением.

## 3.3. Управление с непосредственным управлением состоянием ключей

Рассмотрим случай, когда система управления в зависимости от ошибок регулирования непосредственно формирует состояние ключей, как это делается в системах с прямым управлением моментом. При этом будем исходить из того, что формируемый при этом вектор напряжения будет способствовать созданию необходимых для достижения целей управления знаков производных регулируемых величин.

Так как состояние ключей определяет вектор напряжения в неподвижной относительно статора системе координат, рассмотрим условия формирования знака производных регулируемых величин в системе координат α-β, неподвижной относительно статора.

Рассмотрим уравнение производной электромагнитного момента в системе координат α-β, которое будет иметь вид:

$$\dot{M} = L_1 (\dot{\Psi}_1 \Psi_2^* + \Psi_1 \dot{\Psi}_2^*).$$

Учитывая, что производная вектора потокосцепления ротора будет определяться только скоростью вращения ротора, которая зависит от требований технологического процесса, необходимым условием для формирования требуемого знака производной будет выполнение условия:

$$sign(\dot{\Psi}_1\Psi_2^*) = sign(E_1\Psi_2^*) = sign(\dot{M}_{ref})$$

Реализуем как и ранее условие сонаправленности векторов  $E_1$  и  $\Psi_2^*$ , записав его в системе координат  $\alpha$ - $\beta$ :

$$\begin{cases} e_{1\alpha} = -k_1 \psi_{2\beta} sign(\dot{M}_{ref}); \\ e_{1\beta} = k_1 \psi_{2\alpha} sign(\dot{M}_{ref}). \end{cases}$$
(3.14)

Подставив уравнения (3.2) и (3.6) в (3.14) получим зависимость:

$$\begin{cases} u_{1\alpha} = -k_{1} \Psi_{2\beta} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1\alpha} R_{1}; \\ u_{1\beta} = k_{1} \Psi_{2\alpha} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + i_{1\beta} R_{1}. \end{cases}$$
(3.15)

Аналогичным образом можно получить алгоритм формирования напряжения для обеспечения требуемого знака производной модуля вектора потокосцепления статора, который в системе координат α-β будет иметь вид:

$$\begin{cases} u_{1\alpha} = k_{1} \Psi_{1\alpha} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}||} + i_{1\alpha} R_{1}; \\ u_{1\beta} = k_{1} \Psi_{1\beta} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_{1}||} + i_{1\beta} R_{1}. \end{cases}$$

$$(3.16)$$

Просуммировав (3.15) и (3.16) получим общий алгоритм формирования вектора напряжения в системе координат α-β:

$$u_{1\alpha} = \frac{1}{2} \left( -k_1 \Psi_{2\beta} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + k_2 \Psi_{1\alpha} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} \right) + i_{1\alpha} R_1;$$
  

$$u_{1\beta} = \frac{1}{2} \left( k_1 \Psi_{2\alpha} \frac{M_{ref} - M}{|M_{ref} - M|} + k_2 \Psi_{1\beta} \frac{|\Psi_{1ref}| - |\Psi_1|}{||\Psi_{1ref}| - |\Psi_1||} \right) + i_{1\beta} R_1.$$
(3.17)

Из полученных составляющих вектора напряжения определим его угловое положение в системе координат α-β:

$$\gamma = \arctan \frac{u_{1\beta}}{u_{1\alpha}}.$$

Далее, определив в каком из секторов, приведенных на рис. 3.6, находится полученный вектор напряжения, формируется состояние ключей, обеспечивающее реализацию наиболее близкого из шести возможных векторов.



Рис. 3.6. Расположение векторов напряжения на координатной плоскости

Например, если полученный в результате решения уравнения (3.17) вектор напряжения расположен в секторе II, как показано на рис. 3.6, то должен реализоваться вектор  $\overline{U}$ [110]. При этом цифры, расположенные в квадратных скобках определяют состояние ключей инвертора. Так запись  $\overline{U}$ [110] показывает, что обмотки двигателя фаз A и B подключены к плюсу цепи постоянного тока, а фазы C к минусу.

Данный способ управления назовем дифференциальным управлением с непосредственным формированием состояния ключей инвертора.

### 3.4. Выводы по главе

1. В результате выявленных закономерностей процессов, протекающих в синхронных электродвигателях с постоянными магнитами при управлении их состоянием, получены области взаимного расположения векторов потокосцеплений статора и ротора, обеспечивающие требуемые знаки производных регулируемых величин.

2. Знак производной электромагнитного момента зависит от положения вектора ЭДС статора относительно положения ротора.

3. Знак производной модуля вектора потокосцепления статора зависит от положения вектора ЭДС статора относительно вектора потокосцепления статора.

4. Максимального значения производной регулируемой величины, а значит и максимального быстродействия можно добиться, если к обмоткам двигателя прикладывать максимальное напряжение, определяемое напряжением в цепи постоянного тока При требуемых инвертора. этом, для достижения знаков производных нужно задать угловое положение вектора напряжения чтобы сформировать вектор ЭДС таким образом, статора В заданном секторе.

5. Разработанные алгоритмы управления, построенные на базе формирования знаков производных регулируемых величин, гарантируют их движение к заданным значениям.

## 4. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Для исследования разработанных алгоритмов управления синхронным двигателем с постоянными магнитами, и сравнения их с такими известными способами как прямое управлении моментом и векторное управление, были разработаны компьютерные модели систем электропривода, реализованные в среде Matlab Simulink. В модели двигателя были использованы следующие параметры двигателя:  $R_1$ =0.55 Ом,  $L_1$ =0.00625 Гн,  $\Psi_2$ =0.1727 Вб,  $z_n$ =3, J=0.00017428 кг·м<sup>2</sup>. В модели инвертора учитывалось «мертвое время»  $T_{\text{м.в.}}$ =2 мкс. Для приближения работы модели к реальным условиям в ней вводились временные задержки, отражающие время дискретизации характерное для реальных цифровых систем управления.

Все системы управления, рассматриваемые в этой главе можно разделить на два основных вида С точки зрения ШИМ формирования напряжения: системы С инвертором И системы с непосредственным управлением ключами инвертора.

# 4.1. Исследование алгоритмов управления на базе ШИМ инвертора.

Математическая модель регулируемого электропривода на базе синхронного двигателя С постоянными магнитами при ШИМ формировании напряжения с помощю инвертора, реализованная в среде Matlab Simulink представлена на рис. 4.1 в виде блок-схемы.



Рис. 4.1. Блок-схема электропривода с СДПМ и ШИМ инвертором

Отличие данной схемы для реализации различных законов управления заключается в отличиях алгоритмов, реализуемых системой управления (СУ).

В результате исследования разработанных алгоритмов управления анализировались динамические и статические характеристики электропривода, реакция системы на изменение задания электромагнитного момента и изменения нагрузки.

Первым из исследуемых алгоритмов рассмотрим вариант управления на базе выражения (3.11) с учетом (3.12). Алгоритм, реализуемый системой управления для данного случая приведен на рис. 4.2.



Рис. 4.2. Алгоритм управления электропривода с СДПМ и ШИМ инвертором

Моделирование СДПМ электропривода c И данным алгоритмом управления проводились для различных условий. Результаты моделирования, оценивающие реакцию на управляющее воздействие приведены на рис. 4.3 и рис. 4.4. Анализ представленных на данном рисунке результатов показывает, что

быстро отрабатывает электропривод достаточно изменения задания момента. При смене знака момента время переходного процесса составляет около 200 мкс. Изменения электромагнитного практически момента при этом не влияют на амплитуду магнитного потока статора.

На рис. 4.5 – рис. 4.8 приведены результаты моделирования электропривода при работе с регулятором скорости без нагрузки. Рассматривался вариант разгона двигателя ДО номинальной скорости и последующего реверса. Анализ графиков показывает, что в переходных процессах двигатель держит момент на уровне соответствующем ограничению, формируемому системой управления. При этом, за счет стабильного поддержания момента, скорость изменяется линейно, с постоянным ускорением.



Рис. 4.3. Реакция электропривода на управляющее воздействие по моменту



Рис. 4.4. Реакция электропривода на управляющее воздействие по потоку статора



Рис. 4.5. Частота вращения ротора при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.6. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.7. Годограф потокосцепления статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки


Рис. 4.8. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



рис.4.9. Частота вращения ротора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.10. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис.4.11. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис.4.12. Реакция электромагнитного момента СДПМ на изменение момента сопротивления

Пульсации модулей векторов тока и потокосцепления статора при работе с максимальным моментом практически отсутствуют, однако при работе с установившейся скоростью пульсации увеличиваются. Это обусловлено тем, что регулятор скорости формирует на регулятор момента пульсирующее задание, которое отрабатывает регулятор момента, и которое отражается в пульсациях тока статора.

На рис. 4.9 – рис. 4.11 приведены результаты работы электропривода под нагрузкой с системой управления, имеющей регулятор скорости. Как следует из рисунков, существенных отличий от работы на холостом ходу не выявлено, за исключением увеличения среднего значения момента и тока в установившимся режиме, что обусловлено нагрузкой.

Работа электропривода при ступенчатом изменении нагрузки приведена на рис. 4.12. Как можно увидеть, электромагнитный

практически не реагирует момент двигателя на изменение нагрузки. В тоже время из графиков видно, что по мере снижения скорости уменьшаются пульсации момента. Это, очевидно, обусловлено тем, что при увеличении скорости увеличивается ЭДС вращения. При положительной ошибке величина обмотке статора регулирования К прикладывается согласно направленные ЭДС вращения И напряжение источника, что обуславливает более интенсивное изменение тока статора. При отрицательной ошибке ЭДС вращения будет направлена встречно по отношению к напряжению, что будет способствовать меньшей интенсивности изменения тока. Этот же факт обуславливает наличие статической ошибки регулирования момента, которую можно увидеть на рис. 4.12.

Рассмотрим вариант управления электроприводом с СДПМ при формировании управления с максимальной амплитудой вектора напряжения, соответствующий выражению (3.13). Алгоритм, реализуемый системой управления в этом случае, приведен на рис. 4.13. Результаты исследований электропривода с данным алгоритмом управления при частоте модуляции 10 кГц представлены на рис. 4.14 - рис. 4.22.

На рис. 4.14, рис. 4.15 приведены результаты работы электропривода при ступенчатом изменении задания момента. Анализ результатов показал, что время переходного процесса такое же, как и в предыдущем случае. При этом, из-за того, что мы прикладываем максимальное напряжение, увеличиваются пульсации следствие пульсации тока, как момента И И потокосцепления, что будет способствовать увеличению потерь энергии.

Анализ работы электропривода с регулятором скорости на холостом ходу (рис. 4.16 – рис. 4.19), а также под нагрузкой (рис.

4.20 – рис. 4.22) показали хорошие качественные показатели регулирования скорости, что говорит о том, что среднее значение момента соответствует заданному значению, но при этом присутствуют существенные пульсации тока, и как следствие момента и потокосцепления.



Рис. 4.13. Алгоритм управления электропривода с СДПМ и ШИМ инвертором с максимальной амплитудой вектора напряжения



Рис. 4.14. Реакция электропривода по моменту на управляющее

воздействие



Рис. 4.15. Реакция электропривода по потоку статора на управляющее воздействие



Рис. 4.16. Частота вращения ротора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.17. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.18. Годограф потокосцепления статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.19. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.20. Частота вращения ротора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.21. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.22. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



рис. 4.23. Реакция электромагнитного момента СДПМ на изменение момента сопротивления

Работа электропривода при ступенчатом изменении нагрузки приведена на рис. 4.23. Как можно увидеть, электромагнитный момент СДПМ практически не реагирует на изменение нагрузки.

# 4.2. Исследование алгоритма управления на базе инвертора с непосредственным управлением ключами.

Модель электропривода с алгоритмом управления, формирующим состояние ключей инвертора, необходимое для получения одного из шести возможных векторов напряжения, была реализована в среде Matlab Simulink. Блок-схема имтационной модели этого электропривода приведена на рис. 4.24.



Рис. 4.24. Блок-схема имитационной модели электропривода с СДПМ с управлением формирующим состояние ключей инвертора

В системе управления электроприводом данной имитационной модели использовался алгоритм, построенный на базе зависимостей (3.17). Блок-схема алгоритма приведена на рис. 4.25.



Рис.4.25. Алгоритм управления электроприводом на базе СДПМ с управлением формирующим состояние ключей инвертора

Результаты моделирования данного электропривода со временем пересчета управляющего воздействия 10 мкс, что соответствует частоте дискретизации 100 кГц, приведены на рис. 4.26 – рис. 4.36.

Анализ результатов показывает, что время переходных процессов при ступенчатом изменении задания момента (рис. 4.26) составляет порядка 200 мкс, как и в рассмотренных выше электроприводах с ШИМ инвертором.

Работа электропривода с регулятором скорости как на холостом ходу (рис. 4.27), так и с нагрузкой (рис. 4.32), обеспечивает поддержание скорости на заданном уровне, что говорит о работоспособности регулятора момента. Пульсации момента при данном алгоритме управления и постоянной величине задания момента, имеют в среднем такую же величину как при работе с ШИМ инвертором при формировании векторов напряжения на максимальном уровне.



Рис. 4.26. Реакция электропривода по моменту на управляющее

воздействие



Рис. 4.27. Реакция электропривода по потоку статора на управляющее воздействие



Рис. 4.28. Частота вращения ротора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.29. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.30. Годограф потокосцепления статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.31. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе без нагрузки



Рис. 4.32. Частота вращения ротора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.33. Электромагнитный момент СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.34. Годограф потокосцепления статора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.35. Годограф тока статора СДПМ при пуске и реверсе с нагрузкой



Рис. 4.36. Реакция электромагнитного момента СДПМ на изменение момента сопротивления

Работа электропривода при ступенчатом изменении нагрузки приведена на рис. 4.36. Как можно видеть, электромагнитный момент двигателя практически не реагирует на изменение нагрузки.

В тоже время, в электроприводе присутствуют большие пульсации потокосцепления (рис. 4.27, рис. 4.30) и большие пульсации тока.

#### 4.3. Сравнительный анализ различных способов управления.

Для качественной оценки разработанных алгоритмов управления электроприводом на базе СДПМ было произведено статических динамических сравнение И характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами управляемого разработанных при помощи алгоритмов управления С классическими алгоритмами управления – полеориентированного управления и прямого управления моментом. Для примера, на рис. 4.37 приведены результаты моделирования электропривода с полеориентированным управлением с частотой ШИМ 10 кГц, а на 4.38 рис. прямым с частотой С управлением моментом дискретизации 100 кГц.

Результаты все разработанные анализа показали, ЧТО алгоритмы управления имеют одинаковое быстродействие, сопоставимое быстродействием классического С прямого управления моментом, и превосходящее примерно в 10 раз по отношении к полеориентированному управлению.



Рис. 4.37. Реакция по моменту электропривода с системой векторного уаправления на управляющее воздействие



Рис. 4.38. Реакция по моменту электропривода с системой прямого управления моментом на управляющее воздействие

Основные показатели электропривода для различных алгоритмов управления приведены в таблице 4.1.

	t <sub>ПП</sub> момента при реверсе	Статическая ошибка	t <sub>ПП</sub> момента при пуске	Уровень шума момента		
Классическое прямое управление моментом	200 мкс	3.45 %	100 мкс	±16.8 % при 100 Кгц	±28.3 % при 50 Кгц	±50 % при 20 Кгц
Дифференциальное управление с непосредственным формированием состояния ключей инвертора	200 мкс	3.2 %	100 мкс	±25.43 % при 100 Кгц		
Дифференциальное управление	200 мкс	2.6 %	100 мкс	±5 % при 10 Кгц		
Дифференциальное с ограничением напряжения	200 мкс	3.2 %	100 мкс	±20 % при 10 Кгц		
Классическое векторное управление	2мс	3.5 %	1 мс	±6.67 % при10 Кгц		

Таблица. 4	1.	1
------------	----	---

С точки зрения пульсаций момента, дифференциальное управление при частоте ШИМ 10 кГц имеет примерно в 1.35 раз меньшие пульсации, чем в полеориентированном управлении, и в 3.35 раз меньшие пульсации по сравнению с прямым управлением моментом при частоте дискретизации 100 кГц.

Алгоритмы дифференциального управления, формирующие максимальное значение вектора напряжения (дифференциальное управление с непосредственным формированием состояния ключей инвертора и дифференциальное управление с граничным

напряжением) имеют уровень пульсаций, незначительно превышающий, пульсации прямого управления моментом.

Произведем анализ причин больших пульсаций момента, характерных для алгоритмов управления, формирующими предельное значение вектора напряжения.

Для определения возможной максимально величины изменения электромагнитного момента двигателя 3a период дискретизации системы управления примем самые неблагоприятные когда вектор условия, напряжения имеет максимальную величину, и направлен согласно с вектором ЭДС вращения, принимая, что  $U_1 \approx E_1$ . В таком случае, при приложении к обмоткам постоянного напряжения двигателя, получим изменение тока статора до значения  $I_{1max}$ , как это показано на рис. 4.39.



Рис. 4.39. Переходный процесс тока при индуктивной нагрузке

Учитывая, что максимально возможное напряжение, подводимое к одной фазе двигателя при соединении обмоток звездой, как показано на рис. 4.40, будет составлять  $U_{1\phi}=2/3 U_d$ , значение максимального тока, при условии сонаправленности

вектора напряжения с вектором ЭДС, будет определяться зависимостью:

$$I_{1\max} = \frac{2}{3} \frac{U_d + E_1}{R_1} \approx \frac{4}{3} \frac{U_d}{R_1},$$

где  $R_1$  – активное сопротивление обмотки статора двигателя.



Рис. 4.40. Схема распределения напряжения на трехфазной обмотке

Учитывая, что за время дискретизации  $T_{dis}$  ток изменяется в небольшом диапазоне относительно  $I_{1max}$ , определим максимально возможное изменение тока статора за время дискретизации, которое будет завесить от электромагнитной инерционности обмотки двигателя, и определяться зависимостью:

$$\Delta i_{1\max} = I_{1\max} \frac{T_{dis}}{T_e} = \frac{4}{3} \frac{U_d}{R_1} \frac{T_{dis}}{T_e}, \qquad (4.1)$$

где  $T_{e} = \frac{L_{1}}{R_{1}}$  - электромагнитная постоянная времени обмотки статора.

Предположим, что вектор тока статора направлен в плоскости перпендикулярно по отношению к линии, проходящей

через полюса ротора. Тогда пульсации момента будут определяться в соответствии с зависимостью:

$$\Delta M_{max} = \frac{3}{2} z_{\Pi} \Psi_2 \Delta I_{1max} \, .$$

Подставив в это уравнение выражение (4.1), и расписав постоянную времени через индуктивность и активное сопротивление, получим максимально возможное значение пульсаций момента за период дискретизации в виде:

$$\Delta M_{max} = 2z_{\Pi} \Psi_2 \frac{U_d T_{dis}}{L_1}.$$
(4.2)

Подставив в это уравнение параметры исследуемого двигателя, получим значения максимально возможного изменения электромагнитного момента двигателя за период дискретизации. Результаты расчетов для различных величин времени дискретизации приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2.

$T_{dis}$ , мс	0.1	0.05	0.02	0.01
$\Delta M_{max}$ , %	276.6	138.1	55.3	27.6

Сравнивая максимальное значение пульсаций электромагнитного момента, следует отметить, что за период дискретизации данные таблицы 4.2 находятся в соотношении  $2\Delta M_{max}$ по отношению приведенным в таблице 4.1. Это К объясняется тем. что В случае, когда за один период дискретизации момент не успевает достичь заданного значения, то в течение следующего периода система управления сохраняет направление вектора напряжения и производная момента имеет неизменный знак в течении двух периодов дискретизации, что и приводит к двукратному увеличению пульсаций момента [15].

Анализируя таблицу 4.2. можно сделать вывод, что при использовании алгоритмов управления, формирующих максимальный вектор напряжения, как например прямое управление моментом, невозможно добиться малых пульсаций При электромагнитного момента. этом большие пульсации момента на низких частотах дискретизации вызваны конструктивной особенностью синхронных двигателей, обладающих низкой индуктивностью статора, величина которой, как видно из (4.2), обратно пропорциональна амплитуде пульсаций момента.

Таким образом, пульсаций для уменьшения необходимо электромагнитного момента либо использовать системы с ШИМ инвертором, позволяющим регулировать вектора напряжения, либо повышать частоту амплитуду дискретизации при использовании систем управления, формирующих амплитуду вектора напряжения на предельных значениях.

#### 4.4. Выводы по главе.

1. Все разработанные алгоритмы управления электроприводом с СДПМ имеют одинаковое быстродействие, сопоставимое С быстродействием классического прямого управления моментом, и быстродействие превосходящее в 10 раз электропривода с полеориентированным управлением.

2. Установлено, что разработанные алгоритмы управления нечувствительны к изменениям нагрузки на валу двигателя.

3. Определена функциональная зависимость между временем дискретизации системы управления электроприводом с синхронным двигателем с постоянными магнитами, его

параметрами и требуемым уровнем пульсаций электромагнитного момента.

4. Выявлено, что электропривод с точки зрения пульсаций момента, при дифференциальном управлении при частоте ШИМ 10 кГц имеет примерно в 1.35 раз меньшие пульсации, чем при полеориентированном управлении, и в 3.35 раз меньшие пульсации по сравнению с прямым управлением моментом при частоте дискретизации 100 кГц.

## 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ НА ЛАБОРАТОРНОМ СТЕНДЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

### 5.1. Общие сведения о лабораторной экспериментальной установке

В лаборатории кафедры электропривода И электрооборудования создан экспериментальный стенд, позволяющий проводить исследования В динамических И статических режимах работу электропривода на базе СДПМ. Общий вид установки представлен на рис. 5.1.



Рис. 5.1. Общий вид экспериментальной установки

Электромеханическая часть экспериментального стенда (см. рис. 5.2) состоит из двухмашинного агрегата, включающего в себя

механически связанные между собой и работающие на общий вал СДПМ1 синхронный двигатель С постоянными магнитами мощностью 1,5 кВт, напряжением 300 В, номинальной частотой 4000 об/мин ротора синхронный вращения И двигатель С СДПМ2 типа SGMSH-10ACA61, постоянными магнитами мощностью 1,0 кВт, напряжением 200 В и номинальной частотой вращения ротора 3000 об/мин, с закрепленными на валу двигателей, соответственно резольвером и оптическим датчиком положения [4, 5].



Рис. 5.2. Функциональная схема экспериментальной установки

Преобразователи угловых перемещений (фотоэлектрические инкрементные датчики угловых перемещений) осуществляют преобразование измеряемого перемещения в последовательность электрических сигналов, содержащих информацию о величине и направлении этих перемещений для последующей обработки в сервоприводах или системах с ЧПУ. В частности преобразователи угловых перемещений могут применяться В измерительных системах, системах программного управления станков И механизмов при определении угловых размеров, перемещений на поворотных рабочих столах, делительных устройствах, антеннах и другом оборудовании. Принцип работы преобразователей основан на фотоэлектрическом считывании растровых И кодовых сопряжений. преобразователя В состав входит растровое измерительное звено, состоящее из подвижного измерительного растра 1 и неподвижного индикаторного растрового анализатора 2. В состав растрового анализатора входят 4 поля считывания  $A, \overline{A}, B, \overline{B}$ , каждое из которых имеет пространственный сдвиг относительно предыдущего на 1/4 периода растра. Параллельный световой поток, сформированный конденсором 7 осветителя 3, проходя через растровое сопряжение, анализируется 4xквадрантным фотоприемником 5. Соединенные соответствующим образом фотоприемники позволяют получить два ортогональных токовых сигнала I<sub>a</sub> и I<sub>b</sub>, постоянная составляющая которых не зависит от уровня освещенности. Наличие двух ортогональных измерительных сигналов позволяет определить направление перемещении повысить способность разрешающую И преобразователей при обработке этих сигналов в электронных блоках преобразователей.



Рис. 5. 3. Принцип действия фотоэлектрического датчика

Из рис. 5.4. видно, что сигнал Ia опережает сигнал Ib при вращении по часовой стрелке измерительного лимба, жестко связанного с валом преобразователя.



Рис. 5.4. Выходные сигналы датчика

Кроме измерительных сигналов перемещения преобразователь имеет сигнал референтной метки. Этот сигнал, показанный на рисунке 5.4. как *IR<sub>i</sub>*, вырабатывается, в общем случае, один раз за оборот вала и позволяет использовать преобразователь как датчик положения. При полном совпадении аналогичных кодовых растров Е и Д световой поток, принимаемый одной из секций фотоприемника 6 в 3-4 раза больше, чем при любом другом взаимном положении этих кодовых растров.

Ширина сигнала референтной метки по уровню 1/2 0T ee превышает периода амплитуды не одного ИЗ сигналов перемещения. Для фиксирования этого уровня вне зависимости от интенсивности осветителя 4 организован опорный сигнал: световой поток осветителя 4 через диафрагму Г поступает на вторую секцию фотоприемника б.

Если требуется определить положение вала преобразователя внутри полного оборота, используется система пространственнокодированных референтных меток либо вместо референтных меток наносится специальный однодорожечный код положения (квазиабсолютный датчик).

Резольвер служит для измерения абсолютного значения положения вала двигателя в пределах одного оборота. Кроме того, из сигнала резольвера может быть получено значение скорости и сигнал импульсного датчика для регулирования положения.





а. Общий вид

б. Схематическое стройство

Рис. 5.5. Резольвер

Резольвер работает на принципе вращающегося трансформатора и состоит из ротора с обмоткой и статора с обмотками (рис.5.5). Обмотки статора образуют с обмотками

ротора трансформатор. Отличие от вращающегося трансформатора состоит в наличии на статоре двух сдвинутых друг относительно друга на 90<sup>0</sup> обмоток.

Ротор резольвера закрепляется на валу двигателя. Чтобы иметь возможность передать первичное напряжение на ротор, не используя щеточный контакт, на статоре и роторе предусмотрены дополнительные обмотки, помощью которых С первичное напряжение на роторную обмотку передается на трансформаторном принципе. Дополнительная обмотка и рабочая обмотка на роторе соединены между собой электрически, поэтому напряжение возбуждения передаваемое со статора на ротор через дополнительную обмотку будет приложено и к рабочей обмотке (обмотке возбуждения) ротора.



Рис. 5.6. Эквивалентная схема резольвера

В зависимости от положения ротора в рабочих обмотках статора индуцируются напряжения с изменяющейся в функции угла поворота ротора амплитудой. В обмотке статора, через которую проходит полный поток возбуждения при  $\gamma = 0^{0}$ напряжение  $U_{1}$  максимально (рис. 5.5 б). При повороте ротора на угол  $\gamma = 90^{0}$  напряжение  $U_{1}$  уменьшается до нуля. Затем напряжение  $U_{1}$  вновь возрастает до максимума с другой фазой при  $\gamma = 180^{0}$ . Таким образом, напряжение  $U_{1}$  имеет огибающую, изменяющуюся по закону косинуса. Напряжение  $U_{2}$  второй рабочей обмотки сдвинуто относительно  $U_{1}$  на 90<sup>0</sup> и имеет при  $\gamma = 0^{0}$  нулевое значение. Это напряжение достигает максимума при 90<sup>0</sup> и затем снова уменьшается до нуля при  $\gamma = 180^{0}$ . Следовательно, напряжение  $U_{2}$  изменяет свою амплитуду по закону синуса.

Выходные напряжения  $U_1$  и  $U_2$  в зависимости от входного напряжения  $U_e$  меняются следующим образом (рис. 5.7):

$$U_{e} = U_{s} \cdot \sin(\omega t);$$
  

$$U_{1} = U_{s} \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\gamma);$$
  

$$U_{2} = U_{s} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\gamma),$$
  
(5.1)

где  $U_{\rm e}$  – опорное напряжение;  $\gamma$  – угловое положение ротора;  $\omega$  – круговая частота входного напряжения  $U_{\rm e}$ ;  $U_s$  – амплитудное значение входного напряжения.



Рис. 5.7. Выходные напряжения резольвера  $U_1$  и  $U_2$ 

Выходной сигнал резольвера преобразуется в дискретное число в преобразователе «резольвер-код» (РК) двигателя (см. рис. 5.4). Это цифровое значение подвергается дальнейшей обработке, чтобы получить добавочную информацию. Во-первых, РК выдает информацию об угловом положении ротора. Во-вторых, одновременно, можно определить скорость двигателя, если подсчитывать импульсы в течение определенного времени и затем усреднить значение скорости. В-третьих, два младших разряда можно использовать:

• для определения направления движения;



• для управления позиционированием.

Рис. 5.8. Структура обработки сигнала резольвера

Генератор опорной частоты (рис. 5.9) через статорную обмотку подает на ротор переменное напряжение около 10В при частоте  $7\kappa\Gamma q$ . Дискретное значение числа на реверсивном счетчике 6 преобразуется цифро-аналоговым преобразователем 5. Выходные сигналы  $U_1$  и  $U_2$  статора резольвера умножаются на синус и косинус измеренного значения. Тогда значение на реверсивном счетчике представляет собой угол  $\varphi$ . В результате получаются напряжения:

$$\begin{cases} U_{F1} = U_s \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\gamma) \cdot \sin(\phi), \\ U_{F2} = U_s \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\gamma) \cdot \cos(\phi). \end{cases}$$
(5.2)

В усилителе 2 данные сигналы вычитаются друг из друга. Результат представляет собой разность (ошибку) между углом ф и фактическим углом γ. Ошибка получается в виде:

 $U_{FD} = U_s \cdot \sin(\omega t) \cdot (\sin(\gamma) \cdot \cos(\varphi) - \cos(\gamma) \cdot \sin(\varphi)) = U_s \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\gamma - \varphi).$ (5.3)

В фазочувствительном выпрямителе 3, который включен за сумматором 2, этот сигнал демодулируется, чтобы исключить несущую частоту. Образовавшийся на выходе выпрямителя сигнал  $U_F$  пропорционален sin( $\gamma$ - $\phi$ ). Напряжение  $U_F$  поступает на один из входов преобразователя РК и на вход интегратора 4. После интегрирования напряжение ошибки поступает в дальнейшем на вход генератора ГУН 7. В том случае, если между углами  $\gamma$  и  $\phi$ имеется разность, то интегратор 4 образует на своем выходе выпрямленное напряжение и ГУН 7 вырабатывает импульсы, поступающие в реверсивный счетчик 6.



Рис. 5.9. Блок схема преобразователя «резольвер - код»

Элементы преобразователя РК со 2 -го по 7-й образуют замкнутый контур. На входе ГУН 7 сигнал в форме напряжения постоянного тока существует до тех пор, пока разность между значениями γ и φ не сводится к нулю, что означает равенство γ=φ. При этом дискретный сигнал реверсивного счетчика соответствует аналоговому значению угла резольвера.

При непрерывном вращении резольвера ГУН 7 вырабатывает импульсы до тех пор, пока цифровое значение на реверсивном счетчике не совпадет с аналоговым значением углового положения ротора на входе, т.е. пока изменение углового положения ротора не будет уравновешено. Частота ГУН 7 при этом пропорциональна скорости двигателя и резольвера. Из этого следует, что выходное напряжение интегратора также пропорционально скорости. Таким образом, преобразователь «резольвер – код» на выходе имеет напряжение  $U_{\rm T}$  пропорциональное скорости, а также информацию об оборотах резольвера.

Данная схема имеет передаточную функцию интегрирующего контура, причем опорный генератор 1 подключен извне. Ошибка сигнала резольвера пренебрежимо мала (< 0,05%).

Силовая часть экспериментального стенда состоит преобразователя (сетевого преобразователя (CП) частоты И инвертора (И)), выполненного по принципу инвертора напряжения промежуточным контуром (звеном постоянного тока). Это С промежуточного означает, что конденсаторы контура поддерживают постоянное напряжение. Инвертор выполнен на транзисторах *IGBT*. Их достоинством являются малые потери при переключении, простое управление, низкие потери в самом транзисторе и высокая допустимая частота переключений.

Сетевой преобразователь подключается к сети переменного тока напряжением: 3 x 380B.

Сетевой преобразователь содержит центральное импульсное устройство питания (ИУП) для питания электроники, которое, получая напряжение от промежуточного контура, имеет на выходе
напряжение постоянного тока 24 В. Это напряжение необходимо для питания управляющей электроники.



Рис.5.10. Схема питания электроники

Сетевой преобразователь позволяет дополнительно подключить внешний источник 24 В. С помощью этого источника при потере главного питающего напряжения вся управляющая электроника остается В работе И тем самым сохраняется информация о положении ротора и сообщения об ошибках (см. рис 5.10.). Кроме прочего, при использовании привода С потеря регулированием положения сетевого напряжения не приводит к необходимости обновлять задание.

Подключение инвертора промежуточному контуру К И выполняется защитным цепям заземления через шины. Для обеспечения напряжения управляющей электроники используется отдельный источник 24 В. Для соединения с персональным компьютером или с управляющим устройством более высокого уровня (контроллером) в нижней части устройства предусмотрена шина данных, недоступная напрямую для пользователя.

Силовой инвертор получает питание через промежуточный контур. Силовые транзисторы переключаются таким образом, что

на двигатель поступает широтно-модулированное напряжение. Скважность импульсов при этом определяется задающим сигналом регулятора тока. Это широтно-модулированное напряжение определяет в двигателе ток, который за счет индуктивности двигателя и подводящих проводов оказывается синусоидальным.

Параллельно каждому силовому транзистору включены диоды. Эти диоды предотвращают повреждение инвертора перенапряжением, возникающим при переключениях индуктивной нагрузки. Через них накопленная энергия возвращается на вход инвертора, т.е. происходит обмен реактивной энергией между двигателем и преобразователем.

Преимущество такого исполнения состоит в том, что путем замены платы управления и/или платы обработки данных можно ввести в действие другой способ управления (например: векторное управление или прямое управление моментом).

Основным элементом системы управления лабораторным стендом электропривода с синхронным двигателем с постоянными магнитами является плата управления с микроконтроллером Texas Instruments *TMS*320*F*2808 и его периферией (см. рис. 5.2), состоящей из аналого-цифрового преобразователя (АЦП); модулей дискретного интерфейса (ДИ); дискретного ввода (ДВ) и вывода (ДВВ); гальванической развязки (ГР); коммуникационного модуля (КМ); пульта управления (ПУ); драйверов *IGBT* транзисторов (Д). Главными функциями микроконтроллера являются:

• выполнение необходимых расчетов;

• регулирование тока или момента и потока;

• регулирование скорости;

• регулирование положения (опция);

• обширные функции контроля величин, характеризующих процесс, входов / выходов, контрольные функции;

• соединение с платой обработки данных и платой опций.

### 5.2. Экспериментальные исследования

# 5.2.1. Исследование адекватности имитационной модели

Оценку адекватности математической модели электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами при прямом управлении моментом алгоритму прямого преобразователя (ПЧ) управления частоты электропривода лабораторного экспериментального стенда может быть выполнена по динамическим и статическим характеристикам электропривода, реакции системы на изменение задания электромагнитного момента и изменения нагрузки.

На рис.5.11 а и б представлены графики скорости, момента, потокосцепления фазного тока, при пуске, полученные на лабораторном математической модели И экспериментальном базе синхронного стенде электропривода на двигателя С постоянными магнитами при прямом управлении моментом, которые позволяют сделать вывод 0 высокой сходимости результатов.



Рис. 5.11. Пуск с нагрузкой электропривода при прямом управлении, *a*) имитационная модель, *б*) экспериментальная установка.

# 5.2.2. Исследование влияния «мёртвого времени» при различной частоте ШИМ

Как работе известно, инвертора при напряжения базирующегося на основе законов широтно-импульсной модуляции необходимо при каждом переключении силовых транзисторных ключей в одной общей стойке обеспечить минимальный запас времени, между выключением предыдущего ключа и включением следующего. Данный временной промежуток позволяет гарантировано обеспечить закрывание предыдущего ключа, что исключает появление сквозных токов при коммутации. При работе инвертора на каждом периоде ШИМ в любой стойке из двух смежных силовых транзисторов происходит две коммутации.

На рис. 5.12 представлено распределение временных интервалов применительно к одной стойке. Сплошными линиями обозначим период работы одного силового ключа в стойке, а пунктирными отметим периоды работы второго смежного ключа.



Рис. 5.12. Распределение временных интервалов при работе стойки из двух силовых транзисторов

Как видно из рис. 5.12, в течение каждого периода ШИМ существуют промежутки, когда оба транзисторных ключа выключены и из коммутации «выпадают» определённые моменты времени, в течение которых проводимость силовых транзисторов Попытаемся определить, отсутствует. какое численное соотношение получается между периодом коммутации Тшим и «мёртвым временем».

Исходя ИЗ конструктивных особенностей, В качестве несущей частоты ШИМ может использоваться частота в 5, 10 и 20 кГц. Применяемые в силовые транзисторные ключи допускают длительную работу с «мёртвым» временем в 5 мкс, допустимо установить И большее значение, например 10 мкс. Кратковременно, исключительно для условий эксперимента и при малой нагрузке можно сделать 2,5 мкс.

Для определения соотношения между временными интервалами воспользуемся следующей формулой:

$$\frac{T_{\text{\tiny M.B.}}}{T_{\text{\tiny ШИМ}}} = \frac{T_{\text{\tiny M.B.}}}{\frac{1}{f_{\text{\tiny ШИM}}}} = \frac{0,000005}{\frac{1}{10000}} = \frac{0,000005}{0,000100} = \frac{1}{20}$$

Все остальные вычисления сведём в таблице 5.1.

Из представленных в таблице 5.1. данных видно, что соотношение между «мёртвым» временем и периодом ШИМ может изменяться в очень широких пределах.

				Таблица 5.1		
	Длительность «мёртвого времени», мксек					
		2,5	5	10		
ота ШИМ, кГц	5	$\frac{1}{80}$	$\frac{1}{40}$	$\frac{1}{20}$		
	10	$\frac{1}{40}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{10}$		
Част	20	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{5}$		

Для проведения исследований контура тока в устройстве предполагалось сформировать сигнал синусоидальной формы с амплитудой 3A и частотой 100 Гц. Смещение сигнала отсутствует, таким образом, токовый сигнал должен в пределах каждого периода два раза переходить через «ноль», При таких условиях вал электродвигателя остаётся практически неподвижным, и, кроме того, данный режим соответствует зоне проявления максимальных искажений, вызываемых влиянием «мёртвого времени» при работе инвертора напряжения с ШИМ.

Экспериментальные исследования проводились при последовательном изменении частоты коммутации ШИМ с одновременным изменением «мёртвого» времени. Для каждого

случая с изменением частоты ШИМ производился также соответствующий пересчёт параметров регуляторов тока.

Максимальные искажения при формировании синусоиды тока возникали, когда система работала с соотношением между «мертвым» временем и периодом ШИМ начиная от 1/20 и более. При увеличении частоты ШИМ и одновременным удержанием соотношения на уровне 1/20 картина понемногу улучшается (для 20 кГц и 2,5 мкс).

При работе системы с соотношением 1/40 наблюдается заметное улучшение формы синусоиды токового сигнала. Так же как и в предыдущем рассмотренном случае, при одновременном удержании соотношения 1/40 и увеличении частоты до 10 кГц картина переходного процесса выглядит лучше, чем при 5 кГц. Вероятно, это можно объяснить высоким быстродействием контура при увеличенном значении ШИМ.

При работе с соотношением 1/80 появляется возможность для наилучшего отображения синусоиды, следовательно, в данном случае присутствует наименьшее влияние «мёртвого» времени на работу инвертора.

Принимая во внимание аппаратные особенности, приходим к выводу о том, что «мёртвое» время в 2,5 мкс является недопустимым. Оптимальное значение минимально-возможного «мёртвого» времени оказывается в промежутке от 3,5 до 5 мкс.

Стараясь минимизировать влияние эффекта «мёртвого» времени на работу инвертора приходим к выводу о необходимости выбирать как можно меньшую частоту коммутации ШИМ. В нашем случае оптимальным оказывается промежуток между частотой в 5 и 10 кГц.

С другой стороны, при экспериментах с определением максимального быстродействия в контуре тока было обнаружено,

верхний порог что для полосы пропускания определяется быстродействием управления В контуре. Эксперименты проводились при введении принудительного смещения токового сигнала. Таким образом удавалось исключить переходы токовой синусоиды через «ноль» и максимально снизить эффект от влияния «мёртвого» времени.

верхний При частоте ШИМ В 5 кГц порог полосы пропускания контура тока оказался ограничен полосой в 400 Гц. Увеличение ШИМ до 10 кГц позволило увеличить верхнюю границу полосы пропускания контура тока до 800 Гц. Достичь полосы пропускания в контуре тока в 1 кГц удалось лишь при увеличении частоты ШИМ до 20 кГц. Однако, в этом случае наблюдались искажения случае, очень сильные В если рассматривать переходы синусоиды тока через ноль.



Рис. 5.13. Реакция на мгновенное изменение момента при «мертвом времени» равном 2.5 Мкс (векторное управление)



Рис. 5.14. Реакция на мгновенное изменение момента при «мертовом времени» равном 2.5 Мкс (прямое управление

моментом)

Таблица 5.2.

	Прямое управление моментом при частоте дискретизации 50 кГц			Векторное управление при частоте дискретизации 10 кГц				
	MCMM	МСБМ	БСММ	БСБМ	MCMM	МСБМ	БСММ	БСБМ
Количество переключений транзисторов	20 Кгц	18 КгЦ	13 КгЦ	10 КгЦ	10 кГ	Гц при 10 ШИ	)кГц част Ма	гота
Пульсации момента	±28.3 %			±6.67 %				
Быстродействие на ступеньку момента	200 Мкс			2 Mc				
Затраты вычислительной мощности	97 %.			32 % при 10 кГц				
Полоса пропускания при малом Тм.в по моменту	2000 Гц (Тм.в = 2.5 Мкс)			600 Гц (Тм.в = 2.5 Мкс)				
Полоса пропускания при большом Тм.в по моменту	1600 Гц ( <i>Т</i> м.в = 5 Мкс)		250 Гц (Тм.в = 5 Мкс)					

МСММ – малая скорость и малый момент; МСБМ – малая скорость и большой момент; БСММ – большая скорость и малый момент; БСБМ – большая скорость и большой момент. Анализ полученных результатов позволяет заключить, что оптимальное значение «мёртвого» времени следует принять на уровне минимально-допустимого порога в 3,5 мкс, а для частоты ШИМ выбрать значение в 7,5 кГц.

При данном сочетании параметров удаётся получить соотношение между «мёртвым» временем и периодом ШИМ на уровне 1/38, получаем относительно минимальные искажения при переходе токовой синусоиды через ноль, при этом максимальное быстродействие в контуре тока может быть достигнуто на уровне около 600 Гц.

# 5.2.3. Исследование оптимизации регулятора тока в электроприводе с ШИМ

При решении задачи оптимизации регулятора тока в электроприводе с широтно-импульсным преобразователем напряжения было обнаружено, что при формировании на выходе малых напряжений происходит значительное уменьшение времени переходного процесса.



Рис.5.15 Переходный процесс кривой тока при подаче «большого» напряжения ступенчатой формы

Проведём экспериментальное определение электромагнитной постоянной времени обмотки двигателя. На рис. 5.11 представлен переходного процесса при подключении график К обмотке двигателя напряжения ступенчатой формы на уровне 10 В. Данное воздействие формируется на выходе преобразователя методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и является «большим» напряжением, так как скважность открытия силовых ключей соизмерима с периодом ШИМ. Представленный на рис. 5.15. график экспериментальным путём позволяет определить постоянную времени Согласно электромагнитную двигателя. представленному на рис.5.15. графику время переходного процесса соответствует 17,5 мсек. Форма кривой на рис. 5.15. полностью соответствует апериодическому инерционному звену первого активно-индуктивный порядка, что подтверждает характер нагрузки.

По эмперической формуле определяем значение электромагнитной постоянной времени двигателя:

$$T'_{\rm E} = \frac{t_{\rm nn}}{3.5} = \frac{0.0175}{3} = 0.00583 \,({\rm ce\kappa})$$

С другой стороны, электромагнитную постоянную времени двигателя можно определить, зная индуктивность и активное сопротивление обмотки:

$$T_{\rm E} = \frac{L_M}{R_M} = \frac{0.00345}{0.5} = 0.0069 \,(\,{\rm cek}\,)$$

Сравнивая между собой величины двух постоянных времени, найденной экспериментально и определённой расчётным путём приходим к выводу о полном соответствии кривой на графике параметрам используемого двигателя.





Продолжая экспериментальные исследования, попытаемся получить аналогичную картину для переходного процесса при «малых» напряжениях, когда время открытия ключа намного меньше периода ШИМ. На рис.5.16 показана серия экспериментов, выполненных при различных уровнях напряжения на шине постоянного тока  $U_{dc}$ .

Для поддержания постоянного напряжения на выходе преобразователя на одинаковом уровне, для каждого случая при работе ШИМ подбиралась своя скважность открытия силовых ключей.

Таким образом, было получено семейство кривых при формировании преобразователем одинаковых по уровню напряжений, но при различных условиях работы ШИМ.

Анализируя полученные графики можно заключить, что при скважности ШИМ преобразователя происходит уменьшении переходного Несмотря уменьшение времени процесса. на постоянство величин сопротивлений и индуктивности двигателя, при его рассмотрении как объекта управления со стороны системы времени уменьшение регулирования, переходного процесса свидетельствует об уменьшении эквивалентной постоянной Таким образом, времени. В случае использования метода подчинённого регулирования при оптимизации контура тока следует обязательно учитывать данную важную особенность.

B таблице 5.3. представлена расчётная зависимость эквивалентной постоянной времени двигателя от скважности ШИМ при работе в зоне «малых» напряжений. Сравнивая между собой значения минимальной и реальной постоянной электромагнитной приходим времени двигателя, К выводу 0 том, что при минимальной скважности ШИМ отклонение между ними может достигать двух порядков.

Таблица 5.3

Скважность ШИМ, %	Напрамение	Время	Эквивалентная	
	$U_{dc}, B$	переходного	постоянная	
		процесса, мс	времени, мс	
8	300	0,150	0,05	
23	150	0,360	0,12	
28	75	0,490	0,163	
30	50	1,080	0,36	

При необходимости обеспечить качественную работу контура тока во всём рабочем диапазоне, включая «малые» токи,

необходимо использовать корректировку параметров регулятора тока в случае его работы в зоне «малых» напряжений. Корректировка должна выполнять пересчёт параметров регулятора тока с учётом изменения эквивалентной постоянной времени двигателя на основе информации о текущей скважности ШИМ.

# 5.2.4. Выводы по главе:

1. Результаты, полученные лабораторно-экспериментальным способом, подтверждают результаты, полученные теоретическим путем на математической модели электропривода на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов.

2. Определено влияние «мертвого времени» инвертора на полосу пропускания тока (момента) электропривода на базе электродвигателя синхронного с постоянными магнитами. Установлено, что при частоте ШИМ в 5 кГц верхний порог полосы пропускания при векторном управлении ограничен частотой в 400 Гц, а повышение частоты ШИМ до 10 кГц увеличивает верхнюю границу полосы пропускания до 800 Гц.

3. Выявлено влияние величины напряжения в звене постоянного тока инвертора и скважности широтно-импульсной модуляции на обмотки постоянную времени статора синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. Получена расчётная эквивалентной постоянной времени двигателя от зависимость ШИМ при работе в зоне «малых» скважности напряжений, позволяющая сравнить между собой значения минимальной и реальной электромагнитной постоянной времени двигателя.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена задача управления электроприводом на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, обеспечивающая улучшение его динамических характеристик и имеющая существенное значение для повышения эффективности работы сервоприводов.

Основные результаты выполненного исследования заключаются в следующем:

1. Разработана математическая модель электропривода на базе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами, учитывающая такие особенности функционирования инвертора, как «мертвое время» и частота дискретизации системы управления электроприводом.

2. В результате выявленных закономерностей процессов, протекающих в синхронных электродвигателях с постоянными магнитами при управлении их состоянием, получены области взаимного расположения векторов потокосцеплений статора и ротора, обеспечивающие требуемые знаки производных регулируемых величин.

3. Разработаны новые алгоритмы управления электромагнитным моментом потокосцеплением статора И синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. Установлено, что при всех разработанных алгоритмах управления электропривод имеет быстродействие, сопоставимое с быстродействием одинаковое электропривода при классическом прямом управлении моментом, 10 быстродействие превосходящее, примерно В И раз. электропривода с полеориентированным управлением.

4. Определена функциональная зависимость между временем дискретизации системы управления электроприводом с

синхронным двигателем с постоянными магнитами, его параметрами и требуемым уровнем пульсаций электромагнитного момента. Выявлено, что электропривод, с точки зрения пульсаций момента, при дифференциальном управлении при частоте ШИМ 10 кГц имеет примерно в 1.35 раз меньшие пульсации, чем при полеориентированном управлении, и в 3.35 раз меньшие пульсации по сравнению с прямым управлением моментом при частоте дискретизации 100 кГц.

5. Определено влияние «мертвого времени» инвертора на полосу пропускания тока (момента) электропривода на базе электродвигателя синхронного С постоянными магнитами. Установлено, что при частоте ШИМ в 5 кГц верхний порог полосы пропускания при векторном управлении ограничен частотой в 400 Гц, а повышение частоты ШИМ до 10 кГц увеличивает верхнюю границу полосы пропускания до 800 Гц.

6. Выявлено влияние величины напряжения в звене постоянного тока инвертора и скважности широтно-импульсной модуляции на постоянную времени обмотки статора синхронного электродвигателя с постоянными магнитами. Получена расчётная зависимость эквивалентной постоянной времени двигателя от скважности ШИМ при работе в зоне «малых» напряжений, позволяющая сравнить между собой значения минимальной и реальной электромагнитной постоянной времени двигателя.

7. Проведенные экспериментальные исследования электропривода на базе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами и разработанных алгоритмов системы управления на лабораторном стенде показали работоспособность и эффективность работы электропривода по быстродействию и пульсациям момента в динамических режимах.

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами // Известия ТПУ. Энергетика. – 2011. – Т. 319. – № 4. С. 93–99.

2. Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Микропроцессорная система прямого управления моментом электропиводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // Известия вузов. Электромеханика. – 2011. - № 6. – С. 62–67.

3. Абд Эль Вхаб Амр Рефки Али. Математическое описание прямого управления моментом электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // IV Всероссийская научно-практическая конференция «Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов российских вузов». Томск, 24–26 мая 2011 г. – С. 20–23.

4. Абд Эль Вхаб А.Р., Каракулов А.С. Реализация цифровой системы прямого управления моментом электропривода для синхронного двигателя с постоянными 11 V Юбилейная магнитами международная научноконференция «Электромеханические техническая преобразователи энергии» имени Г.А. Сипайлова, ТПУ, г. Томск, 12 – 14 октября 2011 г. – С. 133–136.

5. Абд Эль Вхаб А.Р. Моделирование и исследование электропривода на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами при прямом управлении моментом // Международная научно-практическая конференция

«Современные проблемы и пути их решения в науке, транспорте, производстве и образовании '2011». Одесса: Черноморье – 2011 – Выпуск 4. Т. 9. – С. 71–79.

Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П.
 Балковой, В.К Цаценкин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 328 с.

 Бербиренков И.А., Лохнин В.В. Тяговые двигатели на постоянных магнитах в электроприводе электромобиля // Известия ТПУ. Энергетика. – 2011. - Т. 318. № 4. – С. 148– 150.

 Вейнгер А.М. Регулируемые электроприводы переменного тока: Конспект вводных лекций. Москва, 2009. – 102 с.

9. Вентильный электропривод: шанс для российских производителей // Оборудование: рынок, предложение, цены. - 2004. - №1. - 120 с.

10. Виноградов А.Б. Векторное управление
электроприводами переменного тока. Иваново: - ГОУВПО.,
2008. - 298 с.

 Водовозов В.М. Теория и системы электропривода: учеб. пособие / В.М. Водовозов. – СПб. : Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004. – 306 с.

12. Вольдек А.И. Электрические машины: учеб. для вузов. – 2-ое изд., перераб. и доп. - Л.: Энергия, 1974.

13. Глотов А.А. Алгоритм градиентного управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами // Материалы Междунар. конференции

«Современные техника и технологии» СТТ-2010, Томск, 12-16 апреля, 2010 г. С. 403-405.

14. Завьялов В.М. Снижение динамических нагрузок в трансмиссиях горных машин. – Кемерово: Типография ГУ КузГТУ. – 2008. 172 с.

15. Завьялов В.М., Абд Эль Вхаб А. Р. Влияние времени дискретизации на величину пульсаций при прямом управлении моментом // Современные проблемы науки и образования. - 2012. - № 1. - URL: www.science-education.ru/101-5405 (дата обращения: 02.02.2012)

16. Завьялов B.M. Основы управления процессом электромеханического преобразования энернии // V Юбилейная международная научно-техническая конференция «Электромеханические преобразователи энергии» имени Г.А. Сипайлова, ТПУ, г. Томск, 12-14 октября 2011 г. – С. 242-245.

17. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: учебник для студ. вузов / А.В. Иванов-Смоленский. - :
Энергия, 1980. - 928 с.

Ильинский Н.Ф. Основы электропривода: учеб.
 пособие для студ. вузов / Н.Ф. Ильинский. – М.: МЭИ,
 2000. – 164 с.

19. Кабаргина О.В., Никулин О.В., Шабанов В.А. О законах частотного регулирования угловой скорости синхронных электродвигателей. // Тинчуринские чтения: материалы докладов V Международной науч. конф. в 4 т. – Казань: Казан.гос. энерг. ун-т. 2010. – Т.3. - С. 63-64.

20. Каракулов А.С., Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Гусев Н.В.,
Родионов Г.В. Мехатронный редуктор // Известия вузов
Электромеханика. – 2011. - № 6. – С. 42–46.

21. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. - М. - Л.: Госэнергоиздат, 1963.

22. Корельский Д.В., Потапенко Е.М., Васиьева Е. В. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами // Науковий журнал "Радиоэлектроника Информатика Управлиния", 2001. – С. 155–159.

23. Обухов Н., Горбунов В., Чуев П., Анучин А.
Высокопроизводительные встраиваемые системы управления двигателями на базе сигнального микроконтроллера *TMS320F241* // Chip news. - 2000. - Май. - С. 28-32.

24. Овчиников И.Е. Вентильные электречиские двгатели и привод на их основе. – СПБ. : Корона – век, 2007. – 336с.

25. Осин И.Л., Юферов Ф.М. Элктрические машины: Синхронные машины. - М.: Высшая школа, 1990.

26. Осин И.Л. Синхронные электрические двигатели малой мощности: учеб. пособие для вузов / И.Л. Осин. – М:
Издательский дом МЭИ, 2006. – 216 с.

27. Онищенко Г.Б Электрический привод: учебник для студ. вузов / Г.Б Онищенко. – М: РАСХН, 2003. – 230 с.

28. Панкратов В.В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза // Электронные компоненты. – 2007. – № 2. - 270 с.

29. Певзнер Л.Д., Бабаков С.Е. Выбор и исследование привода шахтного робота спасателя // Горное оборудование и электромеханика – 2008. - № 1. - С. 30-32.
30. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / Перельмутер В.М. –

Х: Основа, 2004 – 210 с. – Мова Рос.

31. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах / А.Д. Поздеев. – Чебоксары : Изд-во Чуваш. ун-та, 1998. – 172 с.

32. Попов А.Н. Синергетический синтез законов энергосберегающего управления электромеханическими системами. - Таганрог: Изд-во ТРТУ. - 2003. - 67 с.

33. Потапенко Е.М., Корельский Д.В., Васильева Е.В.
Робастное управление электроприводом с вентильным двигателем // Радиоелектроніка, информатика, управління.
– 2000. – №1. – С. 161–166.

34. Репин А.А. Оптимизация динамических характеристик бесконтактных синхронных электроприводов на основе синергетических алгоритмов управления // Электромеханические преобразователи энергии: материалы IV Международной научно-технической конференции, 13-16 октября 2009 г. – Томск: ТПУ, 2009. – С. 195-198.

35. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник для студ. высш. учеб. заведений / Г.Г. Соколовский. – М. : Издательский центр Академия, 2006. – 272 с.

36. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое переобразование энергии: Пер. с англ. Н.Ф. Ильинского,

Л.А. Садовского и В.К. Цалценкина под ред. проф. С.В. Страхова: Энерния, Москва. 1964. – 528 с.

37. Флоренцев С., Изосимов Д. Тяговый электропривод в гибридных транспорт ныхсредствах Часть 1. Идеология проектирования КТ ЭО // Электронные компоненты Электропривод. – 2009. - № 11. – С 13 - 14.

38. Шабанов В.А., Кабаргина О.В. о законах частотного регулирования синхронных двигателей на нефтеперекачивающих станциях // Нефтегазовое дело. Электронный журнал. – 2010 – Т. 2. – С.6.

39. Aihara T., Toba A., Yanase T., Mashimo Endo A, K. Sensorless Torque Control of Salient Pole Synchronous Motor at Zero – Speed Operation // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1999. - V. 14 - №1.

40. Ameur Fethi Aimer, Azzedine Bendiabdellah, Abdallah Miloudi, Cherif Mokhtar Application of Fuzzy Logic for a Ripple Reduction Strategy in DTC Scheme of a PWM Inverter fed Induction Motor Drives // Journal of electrical systems. –  $2009. - N_{2} 3. - P. 13-17.$ 

41. Batzel T.D., Lee K.Y. Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback // IEEE Trans. Energy Conversion. – 1998. – V. 13. –  $N_{2}$  3. – P. 257–262.

42. Bizot C., Brottes J., Lungeanu M., Poulsen B., Séra D.,
Sørensen M. Sensorless Control for PMSM. / Power
Electronics and Drives, Institute of Energy Technology,
Aalborg University, Denmark. – 2003.

43. Bogosyan O.S., Gokasan M., Jafarov E.M. A Sliding Mode Position Controller for a Nonlinear Time-Varying Motion Control System // IECON-99. – MT–4.

44. Bolognani S., Oboe R., Zigliotto M. DSP-based Extended Kalman Filter Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor // IECON-94. – 1994. – V.3, №3. – P.85-90.

45. Bouchiker S., Capolino G.A., Poloujadoff M. Vector control of a permanent-magnet synchronous motor using AC-AC matrix converter // IEEE Trans. Power Electronics. – 1998. – V. 13. - № 6. – P. 1089-1099.

46. Chaoui H., Sicard P. Adaptive Fuzzy Logic Control of Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Friction // IEEE Trans. Industrial Electronics. - 2012. - V. 59.
- № 2. - P. 1123-1133.

47. Chen J-J, Chin K-R Reduced Order Control of Permanent Magnet Synchronous Motors // IECON – 99. – SP – 7.

48. Chen Yong-jun, Huang Sheng-hua, Wan Shan-ming, Wu Fang A novel fuzzy logic direct torque controller for a permanent magnet synchronous motor with a field programmable gate array // Journal of Chongqing University. – 2008. - V. 7. - N = 3. - P. 228- 233.

49. Chikh K., Saad A., Khafallah M., Yousfi D. A Novel Drive Implementation for PMSM By using Direct Torque Control with Space Vector Modulation // Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering.  $-2011. - V. 2. - N \otimes 8. - P. 400-408.$ 

50. Corradini M.L., Ippoliti G., Longhi S., Orlando G. A Quasi-Sliding Mode Approach for Robust Control and Speed Estimation of PM Synchronous Motors // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2012. – V. 59. – № 2. – P. 1096– 1104.

51. Der-Fa Chen, Tian-Hua Liu. Design and Implementation
for a Novel Matrix PMSM Drive System // IECON – 99. – PE–
16.

52. Faa-Jeng Lin, Chih-Hong Lin A permanent-magnet synchronous motor servo drive using self-constructing fuzzy neural network controller // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2004. - V. 19. - № 1. - P. 66-72.

53. Faa-Jeng Lin, Yueh-Shan Lin. A Robust PM Synchronous
Motor Drive with Adaptive Uncertainty Observer // IEEE
Trans. on Energy Conversion. - 1999. - V. 14, №4. - P. 959-995.

54. Fredericsen P.S., Birk J., Blaabjerg F. Comparison of Two Energy Optimizing Techniques for PM - Machines // IECON-94. – 1994 – V. 1. – P. 26–31.

55. French C.D., Finch J.W., and Acarnley P.P. Rapid prototyping of a real time DSP based motor drive controller using Simulink // International Conference Simulation. – 1998. - New York – 30 Sep. – 2 Oct. – P. 284–291.

56. Gabriel Noriega, Miguel Strefezza Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Pulse Width Modulation using Fuzzy Logic // Wseas Transactions. Electronics. – 2007. - V. 11. - № 4. - P. 245-252.

57. Glumineau A., Hami M., Lanier C., Moog C.H. Robust Control of a Brushless Servo Motor via Sliding Mode Techniques // Int. J. Control. – 1993. – Mol.58. – №5. – P. 979–990.

58. Greiner D., Mende R., Louis J.P. Comparison of Several Control Strategies for D.C. Brushless Drives // IECON – 94. –
1994. – V. 3. – P. 20–25.

59. Hiren M., Pankit T., Hemangini V. Comparative study of field oriented control and direct torque control of induction motor // Journal of information knowledge and research in electrical engineering. -2011. - V. 1. - N 2. - P. 44-50.

60. Hussein F. E., Malik E. E. Improving the Torque Ripple in DTC of PMSM using Fuzzy Logic // IEEE. IAS 08. . – 2008. – P. 1–8.

61. Jagadish H Pujar, S.F. Kodad Digital Simulation of Direct Torque Fuzzy Control of PMSM Servo System // International Journal of Recent Trends in Engineering. – 2009.
– V. 2. - № 2. – P. 89–93.

62. Jahns T.M., Kliman G.B., Neumann T.W. Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives // IEEE Trans. Industrial Applications. – 1986. – V. IA – 22. –  $N_{2}$  4. – P. 738-747.

63. Jang-Mok K., Seung-Ki S. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation // IEEE Trans. Industry Applications. – 1997. - V. 33. – № 1. – P. 43-48.

64. Jian Wang, Honghua Wang, Tianhang Lu, Dehong Teng A novel direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive // International Conference on Electrical Machines and Systems. (ICEMS 2008) – 2008. – P. 110-114.

65. Jolly L., Jabbar M.A., Liu Qinghua. Optimization of the Constant Power Speed Range of a Saturated PermanentMagnet Synchronous Motor // IEEE Trans. – 2006. – V. 42. – № 4. – P. 1024-1030.

66. Jong Sun Ko, Sung Koo Youn, Bimal K. Bose. A Study on Adaptive Load Torque Observer for Robust Precision Position Control of BLDC Motor // IECON-99. - PE-16.

67. Kaliappan E., Sharmeela C. Direct Torque Control of PMBLDC Motor using Hybrid (GA and Fuzzy logic)
Controller // Journal of Advances in Information Technology.
2010. - V. 1. - № 4. - P. 163-167.

68. Kim D.H., Kang J.H., Kim S. Full Digital Controller of Permanent Magnet AC Servo Motor for Industrial Robot and CNC Machine Tool // IECON – 94 – 1994 – V. 3 – P. 61-67.

69. Kuang-Yao Cheng, Ying-Yu Tzou. Fuzzy optimization techniques applied to the design of a digital PMSM servo drive // IEEE Trans. Power Electronics.  $-2004. - V. 19. - N_{\odot}$ 4. - P. 1085-1099.

70. Kyeong-Hwa Kim, In-Cheol Baik, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Youn. A Current Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with a Simple Disturbance Estimation Scheme // IEEE Trans. on Control System technology. – 1997. – V. 7, №5. – P.630-634.

71. Lam B.H., Panda S.K., Xu J.-X., Lim K.W. Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motor Using Iterative Learning Control // IECON – 99. – PE–20.

72. Lim K.W., Low K.S., Rahnan M.F. A Position Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive // IECON –
94. - 1994. - V. 3. - P. 49-61.

73. Lu Y.S., Chen J.S. Design of a Global Sliding Mode Controller for a Motor Drive with Bounded Control // Int. J. Control. – 1995. – V.62. –  $N_{25.}$  – P. 1001-1019.

74. Macbahi H., Ba-razzouk A., Xu J., Cheriti A., and Rajagopalan V. A unified method for modeling and simulation of three phase induction motor drives // Canadian conference on Electrical and computer Engineering - 2000. – Halifer, NS, Canada. – V. 1. – P. 345- 349.

75. Mademlis C., Margaris N. Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives // IEEE Trans. Energy Conversion. - 2002. - V. 49. - № 6. - P. 1344-1347.

76. Mademlis C., Agelidis V.G. On Considering Magnetic Saturation with Maximum Torque to Current Control in Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives // IEEE Trans. Energy Conversion.  $-2001. - V. 16. - N \ge 3. - P.246 - 252.$ 

77. Mattavelli P., Tubiana L., Zigliotto M. Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control // Power Electronics. – 2005. – V. 20. – № 6. – P. 1423-1431.

78. Mohamed Kadjoudj, Soufiane Taibi, Noureddine Golea, Hachemi Benbouzid Modified Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives // International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering. -2007. - V. 1. - N 2. - P. 167-180.

79. Mohamed R. Direct Instantaneous Torque Control in Direct Drive Permanent Magnet Synchronous Motors – a New

Approach // IEEE Trans. Energy Conversion. – 2007. – V. 22. – № 4. – P. 829-838.

80. Mohamed Y.A. A Novel Direct Instantaneous Torque and Flux Control with an ADALINE-Based Motor Model for a High Performance DD-PMSM // IEEE Trans. Power Electronics. – 2007. - V. 22. - № 5. - P. 2042-2049.

81. Mohamed Y.A, El-Saadany E.F. A Current Control Scheme with an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust Current Regulation in PMSM Drive Systems // IEEE Trans. Energy Conversion. – 2008. - V. 23. - $N_{\rm P}$  1. - P. 92-100.

82. Mohamed Y.A. Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive with a Simple Adaptive Disturbance Observer // IEEE Trans. Industrial Electronics.  $-2007. - V. 54. - N_{\odot} 4. - P. 1981-1988.$ 

83. Monajemy R., Krishnan R. Control and dynamics of constant-power-loss-based operation of permanent-magnet synchronous motor drive system // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2001. - V. 48. - № 4. - P. 839-844.

84. Moreira J.C. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating Over a Wide Speed Range // IEEE Trans. on Industry Applications. - 1996. - V.
32, №6. - P.1394-1402.

85. Morimoto S., Tong Y., Takeda Y., Hirasa T. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 1994. - V. 41. -  $N_{2}$  5. - P. 511-517.

86. Morimoto S., Sanada M., Takeda, Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors

with high-performance current regulator // IEEE Trans.
Industry Applications. - 1994. - V. - 30. - № 4. - P. 920-926.
87. Moseler O., Heller T., Isermann R. Model - Based Fault

Detection for an Actuator Driven by a Brushless DC Motor // 14th World Congress of IFAC. – 1999. – P. 70-80.

88. Moynihan J.F., Egan M.G., Murphy J.M.D. The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Motor Drives // IECON-94. – 1994. – V. 1. – P. 14-20.

89. Nasir M. U., Rahman M. A. High-Speed Control of IPMSM Drives Using Improved Fuzzy Logic Algorithms // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2007. – V. – 54. - № 1. – P. 190-199.

90. Noriega G., Restrepo J., Guzman V., Gimenez M., Aller
J. Direct torque control of PMSM using fuzzy logic with PWM
// 42nd International. UPEC. - 2007. - P. 203-209.

91. Onoda S. and Emadi A. PSIM-based modeling of automotive power systems: conventional, electric, and hybrid electric vehicles // IEEE Transactions on Vehicular Technology V. – 2004. – V. 53. - № 2. - P. 390-400.

92. Ong C.-m. Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink. / Prentice Hall - 1998. – P.641.

93. Ortega C., Arias A., Caruana C., Balcells J., Asher G.M. Improved Waveform Quality in the Direct Torque Control of Matrix-Converter-Fed PMSM Drives // IEEE Trans. Industrial Electronics.  $-2010. - V. - 57. - N_{2} 6. - P. 2101-2110.$ 

94. Ostlund S., Brokemper M. Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM

Synchronous Motor Drive // IEEE Trans. on. Industry Applications. – 1996. – V. 32 – №5. – P. 1158-1164.

95. Panda S.K., Jian-Xin Xu, Weizhe Qian Review of torque ripple minimization in PM synchronous motor drives // IEEE. Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. – 2008. P. 1-6.

96. Pillay P., Krishnan R. Modeling of permanent magnet motor drives // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 1988. V. 35. - № 4. - P. 537-541.

97. Pillay P., Krishnan R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive // IEEE Trans. Industry Applications.
- 1989. - V. 25. - №. 3. - P. 265-273.

98. Pillay P., Krishnan R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive // IEEE Trans. Industry Applications. – 1989. – V. 25. -  $N_{\odot}$ . 2. – P. 274-279.

99. Quang Dich Nguyen, Ueno S. Modeling and Control of Salient-Pole Permanent Magnet Axial-Gap Self-Bearing Motor
// IEEE/ASME Trans. Mechatronics. - 2011. - V. 16. - № 3. P. 518-526.

100. Rahman M., Zhong L., Haque M., Rahman A. A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor // IEEE Trans. Energy Conversion.  $-2003. - V. 18. - N \ge 1. - P. 17-22.$ 

101. Rahman M.A., Hoque M.A. On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet

synchronous motors // IEEE Energy Conversion. – 1998. – V. 14. - № 4. - P. 311-318.

102. Rahman M.F., Zhong L., Khiang Wee Lim A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening // IEEE Trans. Industry Applications. – 1998. – V. 34. - № 6. - P. 1246-1253. 103. Rahman M.F. and Zhong L. Comparison of Torque Responses of the Interior Permanent Magnet Motor under PWM Current and Direct Torque Controls // IECON-99. – PE-20.

104. Rahman M.F. and Zhong L.Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor // IECON-99. - 1994 – PE-20.

105. Rajashekara K., Kawamura A. Sensorless Control of Permanent Magnet AC Motors // IECON-94. – 1994. – V.3. – P.106-111.

106. Reece H., Bray C.W., Van Tol J.J., and Lim P.K., Simulation of power systems containing adjustable speed drives // IEEE Trns. Power Electronics and Drive Systems -1997. – V. 2. – P. 691-696.

107. Salvatore, S. Stasi. Adaptive Position Control of PMSM Drive // IECON-94. - 1994. - V. 3. - P. 78-84.

108. Sant A.V., Rajagopal K.R. PM Synchronous Motor Speed Control Using Hybrid Fuzzy-PI with Novel Switching Functions // IEEE Trans. Magnetics Society. – 2009. - V. 45. -№ 10. - P. 4672-4675.

109. Sebastian T., Slemon G., Rahman M. Modelling of permanent magnet synchronous motors // IEEE Trans.
Magnetics Society. - 1986. - V. 22. - № 5. - P. 1069-1071.

110. Seok J.K., Kim J.S., Sul S.K. Over modulation Strategy for High-Performance Torque Control // IEEE Trans. on Power Electronics. – 1998. – V. 13, №4. – P. 1-7.

111. Shnaible U., Szabados B. Dynamic Motor Parameter Identification for High Speed Flux Weakening Operation of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motor // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – V. 14, №3. – P. 486-493.

112. Solsona J., Valla M.I., Muravchik C.A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors // IECON-94. – 1994 – V. 1. – P. 32-37.

113. Song T., Rahman M.F., Lim K.W., Rahman M.A. A Singular Perturbation Approach to Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive // IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – V. 14, №4. – P. 1359-1365.

114. Takeshita T., Matsui N. Sensorless Brushless DC Motor
Drive with EMF Constant Identifier // IECON – 94. – 1994. –
V.1 – P.8-13.

115. Todd D. Batzel, Kwang Y. Lee Commutation Torque Ripple Minimization for Permanent Magnet Synchronous Machines with Hall Effect Position Feedback // IEEE Trans.
Energy Conversion. - 1998. - V. 13. - № 3. - P. 257-262.

116. Uddin, M.N., Radwan T.S., Rahman M.A. Performance of interior permanent magnet motor drive over wide speed range // IEEE Trans. Energy Conversion. – 2002. – V. 17. - № 1. - P. 79-84.

117. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. –Oxford: Oxford University Press. – 1998.

118. Vladan Petrovic', Romeo Ortega, Aleksandar M.
Stankovic, Gilead Tadmor Design and Implementation of an Adaptive Controller for Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors // IEEE Trans. Power Electronics. –
2000. – V. 15. - № 5. - P. 871-880.

119. Weizhe Qian, Panda S.K., Jian-Xin Xu Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control // IEEE Trans. Power Electronics. - 2004. - V. 15. - № 2. - P. 272-279.

120. Wijenayake A.H., Schmidt P.B. Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account // International Conference on Power Electronics and Drive Systems. - 1997. - V. 2. - P 530- 534.

121. Xi Xiao, Changming Chen Reduction of Torque Ripple
Due to Demagnetization in PMSM Using Current
Compensation // IEEE Trans. Applied Superconductivity. –
2010. – V. 20. - № 3. - P. 1068-1071.

122. Yasser Abdel-Rady Ibrahim Mohamed A Hybrid-Type Variable-Structure Instantaneous Torque Control with a Robust Adaptive Torque Observer for a High-Performance Direct-Drive PMSM // IEEE Trans. Industrial Electronics. – 2007. – V. 54. –  $N_{2}$  5. – P. 2491-2499.

123. Yongchang Zhang, Jianguo Zhu A. Novel Duty Cycle Control Strategy to Reduce Both Torque and Flux Ripples for DTC of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives With Switching Frequency Reductio // IEEE Trans. Power Electron. -2011. - V. 26. - N 10. - P. 3055-3067.

124. Yongchang Zhang, Jianguo Zhu Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor With Reduced Torque Ripple and Commutation Frequency // IEEE Trans. Power Electron.  $-2011. - V. 26. - N \ge 1. - P. 235-248.$ 

125. Yoon-Ho Kim, Yoon-Sang Kook. High Performance IPMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced- Order EKF // IEEE Trans. on Energy Conversion. –  $1999. - V.14. - N_{2}4. - P. 868-873.$ 

126. Yousefi D., Azizi M., Saad A. Position and Speed Estimation with Improved Integrator for Synchronous Motor // IECON-99. – PE-16.

127. Zhong L., Rahman M., Hu W., Lim L. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives // IEEE Trans. Power Electron. – 1997. – V. 12. – № 3. – P. 528-536.

128. Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., Lim, K.W. Rahman M.A. A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives // IEEE Trans. Energy Conversion.

- 1999. - V. 14. - No 3. - P. 637-642.

ПРИЛОЖЕНИЕ

АКТЫ

о внедрении результатов диссертационной работы

# МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ



Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ» ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ



УТВЕРЖДАЮ» Проректор – директор ЭНИН Боровиков Ю.С. 2011 г. АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб в учебном процессе Энергетического института Национального исследовательского Томского политехнического университета.

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб «Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами» и экспериментальный стенд «Электропривод на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами управляемый от микропроцессора, разработанный под руководством к.т.н., доцента Каракулова А.С. при непосредственном участии аспиранта Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб внедрены и активно используются в учебном процессе кафедры электропривода и электрооборудования (ЭПЭО) Энергетического института (ЭНИН) Национального исследовательского Томского политехнического университета.

алгоритмы управления диссертационной работе Разработанные В электроприводом на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами, а микропроцессорного управления для программное обеспечение также электроприводом используется в учебно-научной лаборатории кафедры ЭПЭО при обучении бакалавров и магистрантов направления 140400 «Электроэнергетика и электротехника», студентов специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» по дисциплинам «Электропривод переменного тока», «Системы управления электроприводом» «Микропроцессорные системы управления электроприводом», а также при проведении со студентами учебных исследований и научно-исследовательской работы. Имитационные модели электропривода базе синхронного двигателя с постоянными магнитами, разработанные автором в среде Matlab, используются в ходе курсового и дипломного проектирования.

Зам.зав.кафедрой ЭПЭО ЭНИН, к.т.н.,доцент

Кладиев С.Н.
## ОБЩЕСТВО С ОГРАНИЧЕННОЙ ОТВЕТСТВЕННОСТЬЮ «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА МЕХАТРОНИКА-ПРО»

г. Томск ул. Мичурина 59А, кв. 19. Тел.: (3822) 25-28-42 ИНН/КПП: 7017223270 / 701701001 P/c.: 40702810500060001859 в ООО «Промрегионбанк» г. Томск ИНН/КПП:7000000719/701701001 к/счет 3010181020000000727 БИК 046902727

E-Mail: info@mechatronica-pro.com http://www.mechatronica-pro.com

«УТВЕРЖДАЮ» Директор ООО «НПФ Мехатроника-Про» Millo Гусев Н.В. (150) geke 2011 г. AKT

об использовании результатов диссертационной работы Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб в ООО «НПФ Мехатроника–Про»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Амр Рефки Али Абд Эль Вхаб «Разработка алгоритмов управления электропривода с улучшенными динамическими характеристиками на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами» внедрены и используются в ООО «НПФ Мехатроника–Про».

В работе обоснованы и приведены алгоритмы управления электропривода на базе синхронных двигателей с постоянными магнитами, а также имитационные модели в среде Matlab, с помощью которых проведены исследования электропривода с различными системами управления в различных режимах работы электропривода. Разработанные автором модели были использованы при настройке системы управления интегрированного серводвигателя MCS 2.1 на базе синхронной машины с постоянными магнитами на роторе и подтвердили свою достоверность.

Технический директор ООО «НПФ Мехатроника–Про», к.т.н.

А.С. Каракулов