МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования

«Сибирский государственный университет водного транспорта»

На правах рукописи

ФИЛЮШОВ ЮРИЙ ПЕТРОВИЧ

ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮ-ЩИМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы

диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

> Научный консультант: доктор технических наук, профессор Симаков Геннадий Михайлович

Кемерово - 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

введ	ЕНИЕ	6
КРА	АТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ2	20
ГЛАВ	А 1 ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО	
УПРА	ВЛЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ	
ПЕРЕМ	МЕННОГО ТОКА	
1.1	Задачи управления машиной переменного тока	-28
1.2	Исследование электромагнитных процессов в электрической	
маш	ине при неизменной энергии магнитного поля	-30
1.2	Основные положения энергоэффективного управления	
быс	тродействующим электроприводом переменного тока	-52
ГЛАВ	А 2 СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОМЕРНЫМ ОБЪЕКТОМ	54
2.1	Общие вопросы управления электрической машиной как многомерным	
объе	ектом	-55
2.2	Решение задачи многомерного управления в функции регулируемых	
пер	еменных	-59
2.3	Выводы по главе	68
ГЛАВ	А З МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ	
MHOI	ТОМЕРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО	
ТОКА		
3.1	Влияние связей силовых и энергетических характеристик на процессы	
пре	образования энергии в электрической машине	-71
3.2 I 3.3	Правило выбора решений многокритериальной оптимизации Метод оценки эффективности работы электропривода переменного тока	-91 ав
пере	еходных режимах	-94
3.3	Вывод по разделу	112

ГЛАВА 4 МЕТОД ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СИНТЕЗА МНОГОМЕРНОГО УПРАВЛЕНИЯ МАШИНАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

4.1 Постановка задачи управления обобщенной электрической машиной117			
4.2 Формирование многомерного управления электрической машиной-в			
функции регулируемых переменных119			
4.3 Основные положения применения метода последовательного синтеза			
многомерного управления электической машиной126			
ГЛАВА 5 УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ			
5.1 Постановка задачи управления синхронной машиной			
с электромагнитным возбуждением128			
5.2 Применение метода последовательного синтезамногомерного			
управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением136			
5.4 Вывод по результатам анализа управлений синхронной машиной с			
электромагнитным возбуждением161			
5.5 Применение метода последовательного синтеза для управления			
неявнополюсной синхронной машиной с постоянными магнитами163			
5.7 Вывод по применению метода последовательного синтеза управления			
явнополюсной и не явнополюсной синхронной машиной с постоянными			
магнитами183			
ГЛАВА 6. УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНОЙ С			
КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ			
6.1 Актуальность применения метода последовательного синтеза для			
формирования управления асинхронной машиной			
6.2. Математическое описание асинхронной машины с короткозамкнутым			
ротором188			
6.3. Формирование электромагнитного момента асинхронной машины при			
одновременном регулировании реактивной мощности195			

< 1	D	<u> </u>
n 4	. Энергетические опенки качества	оыстролеиствующего
0.1	Sheprern leekne offennin ka leerba	оветреденетвующеге

электропривода при различном управлении асинхронной машиной-----204

6.5 Оценки качества работы асинхронного электропривода в переходных режимах-----210 6.6 Результаты применения метода последовательного синтеза управления асинхронной машиной-----219 Комбинированное управление асинхронной машиной 6.7 быстродействующего электропривода-----221 6.8 Статические характеристики асинхронной машины-----223 6.9 Формирование комбинированного управления асинхронной машиной методом последовательного синтеза-----230 6.10 Анализ энергетических характеристик работы двигателя--при различных способах управления-----232 6.12 Вывод по главе-----246 ГЛАВА 7 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ 7.1 Основные задачи экспериментальных исследований алгоритмов управления различными типами машин переменного тока-----248 7.2 Моделирование структурно параметрического синтеза управления многоканальным объектом-----250 7.3 Сравнение энергетических характеристик различных типов синхронных машин регулируемого электропривода при формировании электромагнитного момента в различных условиях-----255 Описание экспериментальной установки для физических исследований 7.4 СДПМ-----268 7.5 Исследование переходных режимов работы СДПМ электропривода---274 7.6. Исследование управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором при минимизации реактивной мощности-----277 7.7. Выводы по результатам экспериментальных исследований-----284 ЗАКЛЮЧЕНИЕ------287 СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ------290 ПРИЛОЖЕНИЯ------311

Приложение А	312
Приоржение Б	322
Приложение В	326
Приложение Г	331
Приложение Д	342

введение

Актуальность темы исследования. Современная промышленность основывается на широком применении электрического привода (ЭП) в технологических процессах. Электропривод является не только средством управления технологическими процессами, но и энергосиловой установкой, позволяющей обеспечить производственные механизмы необходимой энергией. Потребляя более 60% всей вырабатываемой в мире электроэнергии, электропривод активно используется при автоматизации производства. Электрическая машина электропривода конструктивно выполняется таким образом, чтобы в номинальных режимах работы потери в двигателе были минимальны, а оценка эффективности использования мощности cos(ϕ), подводимой к обмоткам двигателя, имела наилучшее значение. При среднем коэффициенте полезного действия (КПД) 87% асинхронной машины мощностью до 10 кВт общепромышленного применения и номинальной нагрузке, стоимость потерь энергии за год составляет 80% стоимости самого двигателя. Снижение нагрузки на 50 % от номинальной величины вызывает снижение КПД до 40 – 60%. Общепромышленные и уникальные промышленные установки оборудуются регулируемыми приводами переменного тока, мощность которых составляет от единиц до сотен и тысяч киловатт. Массовое внедрение регулируемого электропривода в технологических процессах связано, прежде всего, с развитием силовой элементной базы и микропроцессорной техники. В создание и развитие теории электропривода внесли значительный вклад выдающиеся российские и зарубежные ученые – А. А. Булгаков, А. Б. Башарин, И. Я. Браславский, В. Я. Беспалов, В. Н. Бродовский, А. Б. Виноградов, В. И. Ключев, Г. Б. Онищенко, О. И. Осипов, А. Д. Поздеев, В. В. Рудаков, А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов, О. В. Слежановский, Г. Г. Соколовский, Ю. С. Усынин, М. Г. Чиликин, В. А. Шубенко, Р. Т. Шрейнер, И. И. Эпштейн, G. M. Asher, F. Blaschke, M. Depenbrock, W. Floter, S. Fukuda, J. Holtz, W. Leonard, D.W. Novotny и многие другие.

Их работы содержат фундаментальные основы теории управления машинами переменного тока. В процессе исторического развития быстродействующий электропривод достиг высокого уровня совершенства, обеспечивая высокие динамические свойства, удовлетворяющие самым разнообразным технологическим задачам. Вместе с тем, являясь энергосиловой установкой, электропривод должен наилучшим образом отвечать не только динамическим, но и энергетическим требованиям, учитывая существующие ограничения.

Предъявляемые к электроприводу требования обусловлены желанием повысить производительность технологических процессов и максимально снизить потери энергии. В связи с возрастающими ценами на энергоносители и ограничением возможности увеличения мощности генерирующих электроэнергию установок, снижение энергопотребления технологических процессов приобретает особую актуальность. Для решения задачи эффективного управления необходимо сопоставить основные свойства электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, потери в меди, насыщение магнитной системы, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Эти свойства имеют противоречивый характер, что усложняет унификацию структуры регуляторов эффективного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода, которое достигается при наиболее полном использовании электрической машины и источника питания. Такое управление зависит от нескольких показателей качества, что обуславливает многокритериальный подход к синтезу управления электроприводом. Эффективное управление должно обеспечить наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода. Выбор тех или иных свойств определен технологическими требованиями. Сложность заключается в том, что не разработано правило (принцип оптимальности), которое позволило бы ответить на вопрос, какое решение лучше для реализации предъявляемых требований. Необходимо знать аргументы, определяющие закон

управления, и установить перечень показателей качества, характеризующих динамические и энергетические свойства электропривода в зависимости от принятых аргументов. Задавая один критерий качества, ограничивая область допустимых управлений, следует определить другие локальные критерии, показатели которых в этих условиях имеют наилучшие значения. Поэтому решение задачи комплексного (многокритериального) подхода к синтезу управления электроприводом, обеспечивающему наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода, в рамках установленных ограничений, требует своего решения.

Степень разработанности.

Начиная с основополагающей работы М. П. Костенко, вопросам эффективного управления электроприводом переменного тока посвящены многочисленные исследования (А. М. Вейнгер, Л. Х. Дацковский, Г. С. Зиновьев, Н. Ф. Ильинский, Д. Б. Изосимов, В. А. Мищенко, А. С. Сарваров, И. М. Столяров, Д. С. Уйт, Г. Х. Вудсон, Т. А. Lipo, H. Frank, J. Moreno), результаты которых являются основой для дальнейшего обобщения и выбора методов исследований электромеханических систем, как объектов управления.

Требования к динамическим и энергетическим свойствам электропривода определяют два различных направления развития электропривода переменного тока. Одно определяет энергоэффективное управление, обеспечивающее формирование электромагнитного момента при минимуме тока статора или минимуме суммарных потерь. Несмотря на несомненное достоинство, такие электроприводы не отличаются высоким быстродействием. Рост реактивной мощности снижает эффективность управления, не позволяя быстро парировать возмущение в условиях ограничения напряжения источника питания, снижая качество и производительность технологических процессов. Применение скалярных методов вносит погрешности управления, не позволяя контролировать динамику процессов формирования электромагнитного момента, требуя индивидуального подхода к каждой электрической машине. Нелинейность характеристики намагничивания в совокупности с нелинейной связью регулируемых переменных и электромагнитного момента, значительно усложняют задачу экстремального управления электроприводом. Решения задач оптимизации электропривода переменного тока по энергетическим критериям качества рассматривали многие исследователи: – В. А. Дартау, Ю. Г. Шакарян, Ghozzi S., Frank H. и др. Следует отметить работы В. Г. Макарова, В. Н. Полякова, Р. Т Шрейнера, где учитывая насыщение магнитной системы двигателя, анализируются связи энергетических характеристик для реализации экстремального управления электроприводом. Формирование экстремального управления по одному критерию качества не дает возможность оценить другие локальные критерии, показатели которых могут быть такими, что сформированное управление не может быть целесообразным.

Для высокодинамичных систем воспроизведения движения, по аналогии с машинами постоянного тока, управление формируют при стабилизации энергии магнитного поля, частным случаем которого является формирование электромагнитного момента при стабилизации потокосцепления статора, ротора или потокосцепления в воздушном зазоре. Обладая некоторой избыточностью, часть ресурсов управления направляются на стабилизацию потокосцепления, обеспечивая линеаризацию системы, приведя структуру управления к одноканальному виду. Изменение электромагнитного момента в этих условия не отличается экономичностью, поскольку поддерживать потокосцепление на уровне номинальной величины при различной нагрузке двигателя энергетически нерационально.

Быстродействие одноканальной системы связано с возможностью источника питания и ограничено полосой пропускания контуров регулируемых переменных. Используя все ресурсы управления, здесь нет возможности увеличивать энергию или мощность, затрачиваемую на регулирование.

Решения для систем векторного управления рассмотрены в работах А. М. Вейнгера, В. М Завьялова, Д. П. Ким, И. Ю. Семыкиной, В. В. Панкратова, М. Rahman, Smith Otto. Известны системы прямого управления электромагнитным моментом (direct torque control). Такие системы, ограниченные по быстродейст-

вию напряжением источника питания, характеризуются существенными пульсациями электромагнитного момента, снижающими точность регулирования на малой скорости. Метод градиентного управления позволяет отыскивать аналитическое выражение регулятора, обеспечивающего движение к цели управления с максимальной интенсивностью, исходя из текущего состояния объекта управления. Сложность формализации задачи, выбор целевой функции и весовых коэффициентов значительно усложняют решение задачи эффективного управления. Высокие требования к вычислительным ресурсам системы и ограничение напряжения питания вносят существенные погрешности регулирования, не позволяя использовать все возможности электрической машины.

Реализация эффективного управления электроприводом требует многокритериального подхода к синтезу управления. В настоящее время процесс формализации многокритериальных задач неизбежно связан с экспертными оценками, как самих критериев качества, так и связей между ними. Известен ряд решений задач многокритериальной оптимизации методом анализа иерархий. Обычно, из физического смысла задачи следует, что локальные критерии имеют различную важность при решении задачи, т.е. один локальный критерий имеет какой-то приоритет над другим критерием. Это следует учитывать при выборе принципа оптимальности и определения области возможных решений, отдавая предпочтение более важным критериям. Основанный на суждении экспертов по вкладу каждого критерия качества в общую оценку, метод анализа иерархий не дает решения задачи эффективного управления электроприводом.

Отсутствие правила (принцип оптимальности), не позволяет формализовать задачу управления, обеспечивающего наиболее полное использование электрической машины и источника питания для реализации технологических требований.

Целью работы – является создание теории и структур энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока, которое отличается наиболее полным использованием электрической машины и источника питания для реализации технологических требований.

Идея работы состоит в том, что используя функции энергетического состояния, связывающие силовые и энергетические характеристики электрической машины, устанавливается правило выбора решений многокритериальной оптимизации электропривода, позволяющее формализовать задачу многокритериального управления, учитывая потери в стали и насыщение магнитной системы двигателя. Формализация по энергетическим показателям делает вариационную задачу управления значительно проще, рассматривая в функционале качества только критерий быстродействия.

Задачи диссертации:

1. Разработать теорию комплексного подхода к синтезу многомерного управления, способного наряду с формированием электромагнитного момента регулировать энергетические и динамические свойств электропривода, наилучшим образом отвечающие технологическим требованиям.

2. Сформулировать правило выбора решений многокритериальной оптимизации работы электропривода, на основании которого можно формализовать задачу эффективного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода в рамках установленных ограничений. Для сопоставления различных решений, разработать аналитический метод интегральной оценки эффективности законов управления электроприводом переменного тока различного типа в переходных режимах.

3. Исследовать изменение состояния электрической машины за минимальное время на примере нелинейного многомерного объекта управления.

4. Разработать динамическую модель системы многомерного управления электроприводом, позволяющую в аналитическом виде определить мгновенные значения регулируемых переменных и выходных величин электрической машины в любой момент времени.

5. Разработать энергоэффективные алгоритмы и структуры многомерного

управления электроприводом с синхронными машинами электромагнитного возбуждения и возбуждением от постоянных магнитов (явнополюсным и неявнополюсным).

6. Разработать энергоэффективные алгоритмы и структуры многомерного управления быстродействующим электроприводом на основе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

7. Провести экспериментальные исследования, подтверждающие полученные аналитические выводы.

Методы исследований. В работе применялись методы теоретического и экспериментального исследования. Теоретические исследования основывались на методах векторного, матричного исчисления и теории дифференциальных уравнений. Использовались положения теории электромеханического преобразования энергии, теории электропривода и современной теории автоматического управления. Для анализа динамических процессов энергоэффективных систем, учитывающих нелинейность характеристики намагничивания, и проверки аналитических решений, применялись методы численного моделирования на основе интегрированных программных пакетов. Экспериментальные исследования проводились на физической установке.

Научная новизна работы:

1. Сформулировано правило выбора решений многокритериальной оптимизации, отличающееся использованием аналитических связей силовых и энергетических характеристик, учитывая потери в стали и насыщение магнитной системы двигателя.

2. Разработана методология комплексного подхода к синтезу многомерного управления, отличающегося тем, что при апериодическом характере формирования электромагнитного момента обладает способностью регулировать основные свойства электропривода.

3. Определены условия изменения состояния электрической машины за минимальное время при формировании выходных величин. Решение отличается применением вариационных методов при синтезе многомерного управления электроприводом методом обратной модели с линеаризацией по выходу.

4. Впервые предложен метод формализации задачи эффективного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода в рамках установленных ограничений. В качестве ограничений могут выступать характеристики основных свойств электропривода, связанные в явном виде посредством показателей качества:

коэффициент полезного действия;

показатель интенсивности процессов преобразования энергии;

показатель эффективности использования напряжения;

показатель эффективности использования мощности.

5. Предложен метод интегральной оценки эффективности управления электроприводом различного типа в переходных режимах, отличающийся применением функций энергетического состояния, связывающих силовые и энергетические характеристики электрической машины.

6. Получена динамическая модель системы многомерного управления электроприводом, отличающегося способностью наряду с формированием электромагнитного момента, учитывая нелинейность характеристики намагничивания и потери в стали, регулировать динамические и энергетические свойства электропривода в условиях существующих ограничений.

7. Разработана стратегия многомерного управления различными типами машин переменного тока, отличающегося формированием электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических свойств в функции скорости или нагрузки быстродействующего электропривода.

Теоретическая значимость полученных результатов

1. Концептуальные положения комплексного подхода к синтезу многомерного

управления электроприводом методом обратной модели с линеаризацией по выходу, в совокупности с применением вариационных методов, могут быть использованы для решения нелинейных задач современной теории управления многомерными объектами.

2. Связи силовых и энергетических характеристик электрической машины, представленные в явном виде, дают возможность получить новые знания в теории электромеханического преобразования энергии, на основании которых выбираются решения многокритериальной оптимизации электрической машины электропривода переменного тока для реализации тех или иных требований технологического процесса.

3. Установленная аналитическая зависимость показателей качества основных свойств электропривода от аргументов, характеризующих положение векторов, определяет новые знания теории электропривода, на основании которых становится возможным формализовать задачу управления, обеспечивающего желаемую производительности технологических процессов при максимально возможном снижении потребления энергии.

4. Разработанная методология многокритериального синтеза многомерного управления электрической машиной переменного тока вносит новые знания в развитие теории управления электроприводом переменного тока, на основании которых формируется управление, обеспечивающее наряду с формированием электромагнитного момента регулирование основных свойств электропривода переменного тока различного назначения. Новые решения синтеза управления, обеспечивающего апериодический характер формирования электромагнитного момента, определяют прогнозируемость процессов управления и преемственность синтеза внешних контуров способами подчиненного регулирования систем воспроизведения движения, повышая точность регулирования. Разработанная методология синтеза управления способствует решению практически важных задач энергосбережения высокодинамичных систем воспроизведения движения большой и малой мощности в условиях технологических ограничений.

Практическая значимость полученных результатов

1. Разработанная методология многокритериального синтеза многомерного управления электрическими машинами (синхронных с электромагнитным возбуждением, явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и асинхронных машин с короткозамкнутым ротором) быстродействующего электропривода позволяет повысить точность регулирования и улучшить интегральную оценку *КПД* за время переходного процесса на 6 - 8%. Такое управление значительно расширяет потребительские свойства электропривода позволяет повысить точность свойства электропривода позволяет потребительские свойства электропривода потребительские свойства электропривода позволяет потребительские свойства электропривода позволяет потребительские свойства электропривода потребительские свойства электропривода переменного тока.

2. Аналитический метод интегральной оценки энергетической эффективности работы электропривода позволяет на стадии проектирования сопоставить основные свойства различных систем воспроизведения движения в статических и динамических режимах.

3. Разработанные теоретические положения в совокупности с практическими результатами создают объективные предпосылки для внедрения в практику электроприводов нового поколения. Областью применения разработанных алгоритмов управления могут быть электроприводы металлургической, металлообрабатывающей промышленности, электроприводы подвижного состава железнодорожного транспорта, где к технологическим процессам предъявляются высокие динамические и энергетические требования в условиях существенного изменения нагрузки.

Научные положения выносимые на защиту:

1. Изменение состояния электрической машины за минимальное время, при формировании выходных величин, должно осуществляться при пропорциональном изменении регулируемых переменных, нелинейно связанных с выходными величинами, с одинаковым темпом.

2. Выбор решений многокритериальной оптимизации осуществляется посредством показателей качества, характеризующих основные свойства электропривода, аналитически связанных зависимостью силовых и энергетических характеристик электрической машины.

3. Метод формализации задачи многомерного управления, обеспечивающего эффективное использование электрической машины и источника питания электропривода для реализации технологических требований в рамках установленных ограничений, основан на правиле выбора решений многокритериальной оптимизации.

4. Метод интегральной оценки эффективности законов управления, использующий аналитические связи силовых и энергетических характеристик электрической машины, позволяет сопоставить качество работы электроприводов различного типа при различных способах управления в переходных и статических режимах.

5. Для регулирования основных свойств электропривода переменного тока различного типа наряду с формированием электромагнитного момента за минимальное время должен применяться комплексный подход к синтезу многомерного управления, используя метод Лагранжа в понтрягинской форме в совокупности с методом обратной модели и правилом выбора решений многокритериальной оптимизации.

6. Методология синтеза многомерного управления, основанная на концептуальных положениях комплексного подхода, позволяет определить стратегию формирования алгоритмов управления, обеспечивающего наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока в рамках существующих ограничений.

Достоверность полученных результатов.

Сформулированные в работе научные положения, выводы и рекомендации не противоречат известным положениям теории электромеханического преобразования энергии, теории электропривода и теории автоматического управления. Достоверность научных результатов определяется корректностью постановок задач, обоснованностью принятых допущений, использованием апробированных математических и численных методов, а также экспериментальным подтверждением основных теоретических выводов при достаточном для инженерной практики совпадении результатов аналитического анализа, компьютерного моделирования и физического эксперимента.

Реализация результатов работы. Результаты, полученные в диссертационной работе, используются при разработке электроприводов на предприятии госкорпорации «РОСАТОМ» ФГУП ПО «Север» г. Новосибирск.

Апробация работы. Основные положения диссертации докладывались и обсуждались: на всероссийской научно - технической конференции « Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири» (г. Иркутск, 1994); на десятой научно технической конференции ЭППТ - 95 с международным участием «Alternative current electrical drives» (г. Екатеринбург, 1995); на второй научно - технической конференции с международным участием «Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2005» (г. Новосибирск, 2005); на научно - технической конференции с международным участием «Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ - 2009» (г. Новосибирск, 2009); 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings (г. Новосибирск, 2014); первой международной научно конференция молодых ученых «Электротехника, энергетика, машиностроение» (г. Новосибирск, 2015); на всероссийской научно практической конференции Энергетика и энергосбережение: теория и практика» (г. Кемерово, 2015); 16 научно – техническая конференция «Электроприводы переменного тока» – ЭППТ 2015 (г. Екатеринбург); 2016 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST) IEEE «Mechatronics and Automation» (Novosibirsk, Russia), 9 международная конференция по автоматизированному электроприводу АЭП 2016 (г. Пермь);

IEEE, 13th International Scientific – Technical Conference APEIE 2016 Novosibirsk; 18th International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices Novosibirsk 2017; на семнадцатой научно технической конференции ЭППТ - 2018 с международным участием «Alternative current electrical drives» (г. Екатеринбург, 2018).

Публикации. Основное содержание диссертации опубликовано в 58 научных работах, в числе которых 9 научных публикаций входящих в систему цитирования Scopus, 22 научные работы опубликованы в рецензируемых журналах рекомендованных перечнем ВАК РФ, из них 16 работ опубликовано в журналах «Электротехника» и «Электричество», одна монография, патент на способ управления, 3 свидетельства регистрации электронного ресурса, 13 докладов на научных конференциях, 10 работ опубликованных в сборниках научных трудов.

Личный вклад автора состоит в постановке задач исследований, разработке методов исследований, создании нового способа управления, подтвержденного патентом Российской Федерации, и обобщению полученных результатов. Автором разработан метод последовательного синтеза энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока с различными типами электрических машин. Совместно с д.т.н. профессором А. А. Воевода «Новосибирский государственный технический университет», рассмотрен метод обратной модели синтез управления нелинейными многоканальными объектами. Совместно с д.т.н. профессором Р. Н. Хамитовым «Омский государственный технический университет», автором проработаны вопросы учета насыщения магнитной системы электрических машин. Совместно с научным консультантом, д.т.н. профессором Г. М. Симаковым «Новосибирский государственный технический университет», автором разработан метод интегральной оценки энергетических свойств электропривода переменного тока в переходных процессах при различных способах формирования электромагнитного момента. Полученные результаты исследований применены для формирования нового способа управления. Новизна и приоритет способа подтверждена патентом Филюшова Ю. П. на изобретение № 2092967 РФ, Н 02 Р 21/00, идея которого положена в основу метода многокритериального синтеза многомерного управления электрическими машинами различного типа (синхронных с электромагнитным возбуждением, явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и асинхронных машин с короткозамкнутым ротором) быстродействующего электропривода.

Структура и объём работы. Диссертационная работа состоит из введения, 7 глав, заключения, списка литературы из 186 наименований и приложений. Объем составляет 344 страницы основного текста, в том числе: рисунков 122, таблиц 5.

КРАТКОЕ СОДАРЖАНИЕ

Во введении рассмотрены известных решений электропривода, показаны недостатки существующих способов управления машиной переменного тока, изложена общая характеристика работы – актуальность, цель и задачи исследования, научная новизна и практическая ценность, описана структура работы.

Первая глава посвящена анализу существующих решений и постановке задачи управления электроприводом переменного тока. Рассмотрены алгоритмы управления быстродействующим электроприводом, в частности алгоритмы обеспечивающие стабилизацию энергии магнитного поля и алгоритмы, не требующие предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины.

Анализ ключевых положений концепции комплексного исследования управления электроприводом позволил сформулировать следующие выводы:

1. Современный электропривод должен наилучшим образом отвечать как динамическим, так и энергетическим требованиям, учитывая существующие ограничения. Предъявляемые требования к электроприводу обусловлены желанием улучшить производительность технологических процессов и снизить потери энергии.

2. Типовой характер формирования электромагнитного момента позволит улучшить прогнозируемость и точность регулирования траектории исполнительного механизма, используя принципы подчиненного регулирования.

3. Обладая некоторой избыточностью, часть ресурсов управления электрической машиной быстродействующего электропривода направляются на стабилизацию потокосцепления, обеспечивая линеаризацию системы, приведя структуру управления к одноканальному виду. Но формирование электромагнитного момента в этих условия не отличается экономичностью, поскольку поддерживать потокосцепление на уровне номинальной величины при различной нагрузке двигателя энергетически нерационально.

4. Экстремальное управление электроприводом по минимуму тепловых потерь не отличается высоким быстродействием.

5. Такое управление характеризуется значительной величиной реактивной мощности и не эффективным использованием напряжения, которое всегда ограничено. Управление отличается существенными потерями в стали и повышенной мощностью, подводимой к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом.

6. Для решения задачи эффективного управления необходимо сопоставить динамические и энергетические свойства электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, потери в меди, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Эти свойства, в условиях тех или иных ограничений электропривода, имеют противоречивый характер и зависят от нагрузки, что значительно усложняет задачу формирования управления, обеспечивающего высокую производительность технологических процессов при снижении энергетических затрат.

7. Для создания эффективного электропривода должен быть многокритериальный подход к синтезу управления. В настоящее время процесс формализации многокритериальных задач неизбежно связан с экспертными оценками, как самих критериев качества, так и связей между ними. Основанный на суждении экспертов по вкладу каждого критерия качества в общую оценку, метод анализа иерархий не позволяет найти решение задачи эффективного управления электроприводом.

7. Для унификации структуры электропривода, обеспечивающего высокую производительность технологических процессов при снижении энергетических затрат, следует исследовать физические свойства электрической машины, применяя вариационные методы синтеза.

Таким образом, в области организации управления электроприводом существует ряд проблемных теоретических задач. Для их решения, опираясь на теорию электромеханического преобразования энергии, теорию электропривода и современную теорию автоматического управления проработан ряд теоретических положений, объединенных концепцией комплексного подхода к синтезу многомерного управления электроприводом переменного тока различного типа.

Во второй главе представлено доказательство концептуального положения об изменении состояния электрической машины за минимальное время на примере модели трехканальной многомерной системы, характеризуемой тремя входными воздействиями и тремя выходными величинами, нелинейно связанными с регулируемыми переменными. Переменные представлены в виде безразмерных единиц. Основная выходная величина модели зависит от произведения регулируемых переменных. Постановка задачи следующая. В функции регулируемых переменных сформировать вектор многомерного управления, обеспечивающего перевод системы из начального состояния, в состояние определенное заданным значением выходных величин за минимальное время, при ограничении полосы пропускания контуров регулируемых переменных. Под допустимым управлением понимается все множество управлений позволяющих сформировать предписанные значения выходных величин. При определенных допущениях представленная модель близка модели обобщенной электрической машины. На основании метода обратной модели, применяя линеаризацию по выходу (Linearization by output injection), осуществлен переход к системе новых регулиремых переменных и сформировано управление, обеспечивающее линейную зависимость всех выходных величин от задания. Вариационными методами определены параметры регулятора.

В результате решения задачи управления сделан важный вывод. Для многоканального объекта наилучшее по быстродействию управление должно обеспечивать пропорциональное изменение регулируемых переменных с одинаковым темпом. В этих условиях, в отличие от одноканальной структуры управления, форсирование воздействий осуществляется сразу по всем трем каналам регулирования, что и обеспечивает более быстрое изменение выходных величин многомерной системы при ограничении управления. Доказательство этого положения позволило простыми методами решить задачу многокритериального управления электроприводом в условиях высокого быстродействия.

В третьей главе рассмотрено доказательство второго концептуального положения. Для этой цели определены аргументы и установлен перечень основных показателей качества, характеризующих динамические и энергетические свойства электропривода в зависимости от установленных аргументов, определяющих закон управления. Сформулировано правило выбора показателей многокритериальной оптимизации работы электропривода. Разработан метод формализации задачи многомерного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода в условиях заданных ограничений.

Учитывая разнообразие исследуемых объектов, в качестве преобразователя энергии исследуется обобщённая электрическая машина. Для анализа связей силовых и энергетических характеристик, в качестве которых выступают электромагнитный момент, энергия магнитного поля, тепловые потери и напряжение, подводимое к обмоткам электрической машины, рассмотрены процессы электромеханического преобразования энергии. Связи силовых и энергетических характеристик электрической машины представлены в виде трех функций энергетического состояния. Первая функция энергетического состояния определяет связь между энергией w, накапливаемой в обмотках электрической машины, и электромагнитным моментом, не имеет размерности. Связь между тепловыми потерями и электромагнитным моментом представлена в виде второй функции энергетического состояния. Проведенные исследования показывают, поверхность значений каждой из функций имеет минимум, который зависит от конструктивного исполнения электрической машины и достигается при определенном положении векторов. Установленные связи силовых и энергетических характеристик обобщенной электрической машины позволяют интерпретировать полученные результаты и на другие типы электрических машин, учитывая потери в стали насыщение магнитной системы двигателя. Повышая быстродействие системы путем форсирования управления, увеличивается напряжение и мощность, подводимая к обмоткам двигателя, что определяет увеличение интенсивности процессов преобразования энергии. Методом Эйлера – Лагранжа определены условия изменения состояния электрической машины за минимальное время при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Показано влияние функций энергетического состояния на процессы элктромеханического преобразования энергии.

Определены условия, при которых мощность, подводимая к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом, имеет минимальное значение.

Желаемые соотношения основных свойств электропривода могут быть реализованы только при достаточном напряжении, величина которого всегда ограничено. Поэтому рассмотрен показатель величины и эффективности использования напряжения, подводимого к обмоткам двигателя. Установленный перечень взаимосвязанных показателей качества динамические и энергетические свойства электропривода позволяет сформулировать правило выбора решения для многокритериальной оптимизации в зависимости от требований технологической задачи и ее цели. Задавая один показатель качества, всегда можно определить аргументы, при которых другие показатели качества имеют наилучшее значение. На основании разработанного правила предложен метод формализации требований к управлению, обеспечивающему эффективное использование электрической машины и источника питания для реализации цели управления.

В этой же главе представлен интегральный метод анализа энергетических свойств электропривода в переходных режимах. Задавая переходной процесс, при линейном формировании электромагнитного момента с заданным темпом, устанавливается закон изменение положения векторов в системе вращающихся координат при различных алгоритмах управления машинами переменного тока электропривода различного типа. Используя связи основных показателей качества, связи силовых и энергетических характеристик, интегрирование функций, при заданном переходном процессе, значительно упрощается. Разработанный метод позволяет на стадии проектирования в аналитическом виде сопоставить основные свойств работы электропривода переменного тока с различными типами электрических машин при различных законах управления.

В четвертой главе в соответствии с предложенной концепцией, используя установленные закономерности и возможности управления, рассмотрена методология многокритериального синтеза многомерного управления электроприводом переменного тока на примере формирования управления обобщенной электрической машиной. Применяя обратной модели с линеаризацией по выходу, осуществлен переход к системе новых регулируемых переменных. Сформировано управление.

Используя метод Лагранжа в понтрягинской форме, рассмотрен выбор параметров регулятора многомерного управления, обеспечивающего изменение состояния электрической машины за минимальное время в условиях ограничения полосы пропускания контуров регулируемых переменных. В качестве задания основных свойств обобщенной электрической машины электропривода выступают два аргумента, характеризующие положение изображающих векторов. Выбор аргументов осуществляется разработанным методом формализации требований к многокритериальному управлению, обеспечивающему наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода. Показана независимость характера формирования электромагнитного момента от задания свойств электропривода. Проработаны основные положения многокритериального синтеза многомерного управления, позволяющего наряду с типовым характером формирования электромагнитного момента регулировать основные свойства электропривода. В аналитическом виде представлена динамическая модель многомерной системы управления электроприводом, позволяющая определить мгновенные значения регулируемых переменных и выходных величин электрической машины в любой момент времени переходного процесса.

В пятой главе рассмотрен метод последовательного синтеза многомерного управления синхронными машинами различного типа электропривода переменного тока. Сформированное управление обеспечивает типовой характер изменения электромагнитного момента за минимальное время при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности.

Сделаны интегральные оценки энергетических свойств работы электропривода при различных способах управления в переходных режимах. Выбор желаемых свойств работы электропривода выполнен на основании технологических требований в соответствии с разработанным методом формализации задачи управления. Типовой характер формирования электромагнитного момента определяет прогнозируемость процессов управления и преемственность синтеза внешних контуров способами подчиненного регулирования, что способствует точности регулирования при малой скорости вращения ротора. Корректор динамических характеристик устанавливает ограничение полосы пропускания контуров регулируемых переменных и настройку регуляторов. Корректор энергетических характеристик формирует задание энергетических свойств электропривода.

При малом быстродействии внутренних контуров, развязку внутренних связей осуществляет соответствующий компенсатор. Предлагаемое управление позволяет отказаться от предварительного намагничивания электрической машины быстродействующего электропривода. При ограничении модуля вектора напряжения и заданной полосе пропускания регулируемых переменных, процессы формирования электромагнитного момента в два раза быстрее относительно системы приведенной к одноканальному виду.

В этой же главе рассмотрено многомерное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ) высоко - динамичного электропривода. Управление синхронной машиной с постоянными магнитами (явнополюсной и неявнополюсной) обеспечивает типовой характер изменения электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности. По сравнению с управлением СДПМ током, ориентированным по поперечной оси, предлагаемое управление позволяет более эффективно использовать мощность, подводимую к обмоткам двигателя, расширяя диапазон регулирования скорости в области высоких скоростей движения.

В шестой главе рассмотрен метода последовательного синтеза многомерного управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором.

Имея наиболее широкое применение в массовом электроприводе, асинхронная машина конструктивно выполняется таким образом, чтобы в номинальных режимах работы потери в двигателе были достаточно низки при наилучшем значении $cos(\varphi)$. При большой и малой нагрузке этот показатель качества значительно снижается, ухудшая энергетические возможности работы всего электропривода. Поэтому ставится задача сохранения энергетических показателей номинального режима быстродействующего электропривода, при различной нагрузке и высокой точности регулирования. В этой же главе рассмотрен метод формирования электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода в функции скорости вращения ротора, названный способом комбинированного управления. На основании установленного правила многокритериальной оптимизации, предлагаемое управление обеспечивает формирование электромагнитного момента при минимуме тепловых потерь на низкой скорости вращения ротора.

В силу малых значений ЭДС вращения, вся мощность источника питания направляется на изменение электромагнитного момента с заданным темпом. С ростом частоты вращения ротора, путем снижения реактивной мощности за счет изменения положения векторов, осуществляется стабилизация коэффициента полезного действия *КПД*. В условиях многомерного управления асинхронной машиной, интегральная оценка энергетической эффективности работы электропривода улучшена на 6 - 8 % относительно управления при стабилизации потокосцепления ротора.

Седьмая глава посвящена экспериментальному исследованию эффективности структур, сформированных методом последовательного синтеза многомерного управления электроприводом переменного тока различного типа. Целью исследований асинхронного и синхронного электропривода является подтверждение полученных теоретических положений и апробирование системы комплексного подхода к синтезу многомерного управления машинами переменного тока различного типа быстродействующего электропривода.

Приложения содержат материалы раздела электропривода государственного стандарта РФ, типовое решение задачи Лагранжа в понтрягинской форме. Патенты и свидетельства. Математическую модель системы управления асинхронной машиной, учитывающую нелинейность характеристики намагничивания, результаты моделирования и документы, подтверждающие использование основных положений диссертационной работы.

ГЛАВА 1 ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Современные технологические процессы требуют от быстродействующего электропривода формировать механические характеристики и переходные процессы, удовлетворяющие самым разнообразным задачам. Вместе с тем, наряду с динамическими свойствами все большую значимость приобретают вопросы энергетики, требуя рассматривать задачи экономии электрической энергии и задачи эффективного использования напряжения, подводимого к обмоткам двигателя [9, 36] быстродействующего электропривода. Предъявляемые требования к электроприводу обусловлены желанием повысить производительность технологических процессов и максимально снизить потери энергии.

1.1 Задачи управления машиной переменного тока

Основной задачей управления электрической машиной переменного тока является формирование электромагнитного момента. Как и любая система управления, электропривод должен наилучшим образом отвечать тем требованиям, которые к нему предъявляются. Наиболее общими требованиями к работе электропривода, являются требования к динамическим и энергетическим свойствам. Динамические свойства характеризуются временем и качеством переходных процессов. Типовой характер формирования электромагнитного момента определяет прогнозируемость процессов управления и преемственность синтеза внешних контуров способами подчиненного регулирования систем воспроизведения движения, повышая точность регулирования. Энергетические свойства определены коэффициентом полезного действия η и соѕ(φ), характеризующим эффективность использования мощности, подводимой к обмоткам электрической машины. Эти свойства рассматриваются в рамках определенных ограничений по напряжению или мощности источника питания.

На международном рынке можно выделить ряд фирм, занимающих лидирующее место в производстве регулируемого электропривода переменного тока. По аналогии с машинами постоянного тока, алгоритмы для быстродействующего электропривода определены концепцией управления при стабилизации энергии магнитного поля, частным случаем которой является формирование электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора, ротора, или потокосцепления в воздушном зазоре, приводя электрическую машину к виду одноканальной структуры управления.

Такой подход облегчает синтез управляющих воздействий, уделяя основное внимание динамическим требованиям, но ограничивает возможности управления, не позволяя регулировать энергетические свойства, показатели которых, наряду с электромагнитным моментом, могут выступать в качестве выходных величин.

В то же время известные энергоэффективные законы управления, предложенные в 1925 г. в основополагающих работах В. М. Костенко (Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. – 1925. – № 2. – С. 85 – 95), позволяют управлять электрической машиной в условиях минимума тепловых потерь. Нелинейность характеристики намагничивания в совокупности с нелинейной связью регулируемых переменных и электромагнитного момента значительно усложняют задачу управления. Реализация энергоэффективных законов управления не позволяет контролировать динамику процессов. Такие алгоритмы не позволяют быстро изменять электромагнитный момент, требуя большого запаса по напряжению, и физически не могут быть реализованы в системах, требующих быстрой компенсации возмущений. Вопросам оптимизации работы электрических машин посвящены многие работы [6, 9, 31, 36, 53, 62, 69,73, 74, 78], результаты которых являются основой для дальнейшего обобщения и выбора методологий исследований электромеханических систем как объектов управления в рамках единого подхода, независимо от типа электрической машины и источника питания.

Несмотря на актуальность поиска законов управления, обеспечивающих наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода, задача экономичного управления быстродействующим электроприводом до настоящего времени не решена.

1.2 Исследование электромагнитных процессов в электрической машине при неизменной энергии магнитного поля

Динамические свойства системы зависят не только от конструктивного исполнения основных элементов электропривода, главным критерием выбора которых является установленная мощность, но и от способа формирование электромагнитного момента. Быстродействие электропривода характеризуется временем процессов формирования электромагнитного момента. Учитывая, что время формирования электромагнитного момента достаточно мало, оценка этого параметра, при различных законах управления, вызывает определенные неудобства. Для сравнения быстродействия электропривода предлагается рассматривать величину мощности, подводимую к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом, тем самым характеризуя интенсивность процессов преобразоывания энергии в двигетеле. Такой подход, путем численного или аналитического решения дифференциальных уравнений, позволит достаточно точно оценить быстродействие электропривода при различных алгоритмах управления в условиях одинакового ограничния мощности.

В настоящее время концепция формирования электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля является доминирующей при разработке быстродействующих электроприводов. Частным случаем является формирование электромагнитного момента при стабилизации потокосцепления ротора, статора, или при стабилизации потокосцепления в воздушном зазоре. В этой части работы ставится задача показать, что наилучшая динамика формирования электромагнитного момента, в условиях ограничения мощности, подводимой к обмоткам двигателя, достигается не путем стабилизации энергии магнитного поля, а путем определенного изменения потокосцеплений. В качестве электромеханического преобразователя энергии рассматривается обобщённая электрическая машина.

Выбор обобщенной электрической машины дает возможность получить простые связи основных компонентов вектора состояния при достаточно точном отражении электромагнитных процессов, освобождая от изложения многих тонкостей более строгой модели, которая не столько помогает решению задачи управления, сколько затрудняет его. Разрешив задачу в аналитическомвиде, всегда можно учесть принятые допущения. Математическое описание может быть представлено, как в системе неподвижных координат α , β , так и в системе вращающихся вместе с ротором координат d, q. Рассмотрим уравнения Кирхгофа, описывающие состояние обобщенной электрической машины в системе [34] вращающихся координат d,q:

$$\frac{\mathbf{d\Psi}}{\mathbf{dt}} = -\mathbf{RI} - \omega \mathbf{D\Psi} + \mathbf{U} ; \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_d & u_q & u_{rd} & u_{rq} \end{bmatrix}^T , \quad (1.1)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\psi}_{d} & \boldsymbol{\psi}_{q} & \boldsymbol{\psi}_{rd} & \boldsymbol{\psi}_{rq} \end{bmatrix}^{T}; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_{d} & i_{q} & i_{rd} \end{bmatrix}^{T}; \mathbf{R} = \operatorname{diag} \{ \begin{array}{cc} \boldsymbol{R}_{s} & \boldsymbol{R}_{s} & \boldsymbol{R}_{r} & \boldsymbol{R}_{r} \},$$

I, **U** - вектор тока и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя; i_d , i_q , i_{rd} , i_{rq} , Ψ_d , Ψ_q , Ψ_{rd} , Ψ_{rq} – соответствующие проекции токов и потокосцеплений статора и ротора в системе вращающихся координат d, q; **R** - диагональная матрица сопротивлений обмоток; R_s , R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора двигателя; ω – угловая скорость вращения. Взаимосвязь токов **I** и потокосцеплений Ψ , определена посредством следующего уравнения:

где **D** - матрица поворота; **L** матрица индуктивностей, L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора, L_s , L_r , L_σ , $L_{\sigma r}$ – полные индуктивности и индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора, *i*, *i*, ψ , ψ , - модуль вектора тока статора, ротора и модуль вектора потокосцепления статора и ротора:

$$i = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}; i_r = \sqrt{i_{rd}^2 + i_{rq}^2}; \psi = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}; \psi_r = \sqrt{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2}$$

где L_s , L_r , L_m – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность, при совпадении продольной и поперечной оси ротора двигателя с осью симметрии обмотки статора; ω – угловая скорость вращения ротора. На рисунке 1.1 представлена векторная диаграмма работы обобщенной электрической машины, где μ , β , β_r – углы, характеризующие положение векторов тока **I** и потокосцепления Ψ относительно тока ротора I_r . Положение тока ротора относительно оси d, определяется углом μ_r .

Процессы электромеханического преобразования носят инерционный характер. В установившихся режимах энергия, полученная от источника питания за любой временной интервал, равна энергии, переданной сопряженному механизму, и энергии, затрачиваемой на тепловую работу. При этом энергия, накапливаемая в обмотках обобщенной электрической машины *w*, в совокупности с другми возбуждающими источниками, определяет энергию магнитного поля и характеризует интенсивность процессов формирорвания электромагнитного момента. Значение энергии магнитного поля является инвариантом к различным системам координат и определяется суммой энергий возбуждающих контуров электрической машины [2]. Ее изменение определяет мощность, подводимую к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом. Энергию магнитного поля можно записать в виде скалярного произведения векторов:

$$w = \frac{1}{2} \mathbf{I}^{\mathbf{T}} \boldsymbol{\Psi} . \tag{1.3}$$

При ориентации системы координат по току ротора $i_{rq} = 0$, $i_{rd} = i_r$, $\mu_r = 0$, рисунок 1.1 иллюстрирует векторную диаграмму. Связь токов и потокосцеплений описывается более простыми уравнениями:

$$\begin{split} \Psi_d &= L_s i_d + L_m i_{rd}; \qquad \Psi_q = L_s i_q, \\ \Psi_{rd} &= L_m i_d + L_r i_{rd}; \qquad \Psi_{rq} = L_m i_q, \end{split}$$

что позволяет выражение (1.3) преобразовать, записав в скалярной форме:

$$w = \frac{1}{2} (L_s i^2 + L_r i_r^2 + 2L_m i_r i_d) = \frac{1}{2} [\psi i \sin(\varphi) + \psi_r i_r \cos(\beta_r)].$$
(1.4)



Рисунок 1.1 – Векторная диаграмма обобщенной электрической машины

Энергия магнитного поля не зависит от угла поворота ротора. Умножив систему (1.1) на соответствующие токи, рассмотрим уравнения мощности по каналам потребления энергии статора P_s и ротора P_r обобщенной электрической машины:

$$P_{s} = i_{d} \frac{d\psi_{d}}{dt} + i_{q} \frac{d\psi_{q}}{dt} + \omega \ m + R_{s} i^{2}, \qquad (1.5)$$

$$P_{r} = i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\psi_{rq}}{dt} + R_{r} i_{r}^{2}.$$

Из уравнения баланса мощностей [22] определен электромагнитный момент *m*:

$$m = \psi_{d} i_{q} - \psi_{q} i_{d} = -\psi_{rd} i_{rq} + \psi_{rq} i_{rd} = L_{m} i_{rd} i_{q}, \qquad (1.6)$$

где $i_q = i \sin(\mu)$, μ - угол между вектором тока статора и ротора. Сумма первых двух слагаемых правой части уравнений (1.5) являются производной энергии магнитного поля *w*:

$$\frac{dw}{dt} = i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} + i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\psi_{rq}}{dt}.$$
 (1.7)

Выражение (1.7) определяет величину мощности, подводимую к обмоткам двигателя для изменения его состояния. Производная электромагнитного момента (1.6) определена в виде суммы двух слагаемых:

$$\frac{dm}{dt} = L_m i_{rd} \frac{di_q}{dt} + L_m i_q \frac{di_{rd}}{dt}.$$
(1.8)

Любое изменение электромагнитного момента характеризуется изменением состояния электрической машины. В соответствии с (1.8), уравнение (1.7) преобразовано:

$$\frac{dw}{dt} = \left(\frac{\Psi_{rd}i_{rd}}{m}\right)\frac{dm}{dt} - \left(\frac{\Psi_{rd}i_{rd} - L_s i_q^2}{m}\right)L_m i_{rd}\frac{di_q}{dt} + \Psi_d\frac{di_d}{dt}.$$
 (1.9)

При формировании электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля, его производная, на основании (1.9), описывается следующим выражением:

$$\frac{dm}{dt} = \left(\frac{\Psi_{rd}i_{rd} - L_s i_q^2}{\Psi_{rd}}\right) L_m \frac{di_q}{dt} - \frac{\Psi_d i_q}{\Psi_{rd}} L_m \frac{di_d}{dt}.$$
(1.10)

Из анализа уравнений (1.7) и (1.8) выделены условия, при которых формирование электромагнитного момента осуществляется при наименьшем изменении энергии магнитного поля:

$$L_s i \frac{di}{dt} = \pm L_r i_r \frac{di_r}{dt}.$$
(1.11)

Выполнение условий (1.11) возможно в нескольких случаях. Рассмотрим условия формирование электромагнитного момента при стабилизации энергии магнитного поля. В соответствии со знаками правой части уравнения (1.11), существует два таких решения.

Первое решение:

$$L_s i \frac{di}{dt} = -L_r i_r \frac{di_r}{dt},$$

предполагает определенную зависимость токов ротора i_r и статора i_q от величины электромагнитного момента m:

$$i_{rd} = \sqrt{\frac{\frac{D}{2} + \sqrt{\frac{D^2}{4} - \frac{L_s L_r}{L_m^2} m^2}}{1.5L_r}}; \quad i_q = \frac{m}{1.5L_m i_{rd}}, \quad (1.12)$$

где $D = 1.5 L_r I_{rd}^2$ – постоянный коэффициент, определяющий ток, необходимый для предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины. Реализация условий (1.12) требует предварительное намагничивание магнитной системы электрической машины. Энергия магнитного поля (1.4) неизменна и описывается следующим уравнением:

$$i_d = 0; \quad w = \frac{1}{2}(L_s i^2 + L_r i_r^2)$$

При ориентации тока ротора обобщенной электрической машины относительно продольной оси системы вращающихся координат, ее математической описание, при общепринятых допущениях, не будет отличаться от модели синхронной машины с электромагнитным возбуждением.

На рисунке 1.2 представлена диаграмма токов статора и ротора при различных значениях электромагнитного момента m[Hm] в условиях стабилизации энергии магнитного поля. Электромагнитный момент (1.6) пропорционален площади прямоугольника со сторонами $i\sqrt{L_s}$ и $i_r\sqrt{L_r}$, а энергия *w* магнитного поля (1.4) пропорциональна диагонали этого прямоугольника и остается постоянной, при изменении токов.

Для исследования электромагнитных процессов формирования электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля рассмотрена синхронная машина с электромагнитным возбуждением при общепринятых допущениях (потери в стали не учитываются, нелинейностью характеристики намагничивания пренебрегаем). Электрическая машина средней мощности имеет следующие параметры [33]:

$$P = 14$$
 [KBT]; $u = 380$ [B];
 $i = 31$ [A]; $m = 40$ [HM];
 $N = 3000$ [об/мин]; $\cos(\varphi) = 0.84$;
 $\eta = 0.92$, $R_s = 0.15$ [OM]; $R_r = 0.12$ [OM];
 $L_m = 0.016$ [ГH]; $L_s = 0.018$ [ГH]; $L_r = 0.02$ [ГH].

Управление должно обеспечить предварительное намагничивание магнитной системы электрической машины. Зависимости основных компонент вектора состояния, при изменении электромагнитного момента от 0 до $3M_{H}$, изображены на рисунке 1.3, где в зависимости от времени *t* [сек] отражены значения тока статора *i* [A], ротора *i_r* [A], потокосцепления статора ψ [Вб] и энергии магнитного поля *w* [Дж].


Рисунок 1.2 – Векторная диаграмма синхронной машины при управлении в условиях стабилизации энергии магнитного поля *id* = 0



Рисунок 1.3 – Мгновенные состояния синхронной машины при изменении электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля

Из представленного рисунка следует, при стабилизации энергии магнитного поля и изменении электромагнитного момента относительно номинальной величины в три раза, модуль вектора потокосцепления статора изменяется на 6% от величины начального значения.

$$i_{d} \frac{d\psi_{d}}{dt} + i_{q} \frac{d\psi_{q}}{dt} = -i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_{r}L_{s}}{2L_{m}^{2}(w - L_{s}i^{2})} m \frac{dm}{dt}.$$
 (1.13)

Рост нагрузки, при стабилизации энергии магнитного поля (1.13), вызывает рост тока статора, что определяет значительный рост мощности, подводимой к обмоткам статора и ротора. Составляющие производной электромагнитного момента (1.8), в условиях формирования токов (1.12), противоположны по знаку и определены следующим образом:

$$L_{m}i_{rd} \frac{di}{dt} = \frac{L_{r}i_{rd}}{L_{m}i} \frac{m}{(L_{r}i_{r}^{2} - L_{s}i^{2})} \frac{dm}{dt},$$
$$L_{m}i_{q} \frac{di_{rd}}{dt} = -\frac{L_{s}i}{L_{m}i_{r}} \frac{m}{(L_{r}i_{r}^{2} - L_{s}i^{2})} \frac{dm}{dt}.$$

На рисунке 1.4 представлены компоненты производной электромагнитного момента и электромагнитной мощности (1.13). Из представленного рисунка следует, при изменении электромагнитного момента по линейному закону, с ростом его величины, растут значения составляющих его производной (1.8). Мощность, подводимая к обмоткам статора и ротора двигателя, возрастает и стремится к бесконечности, в силу того, что составляющие производной электромагнитного момента (1.8) приближаются к равенству по абсолютной величине.

Второе решение (1.11) формирования электромагнитного момента (1.6), при стабилизации энергии магнитного поля, так же требует предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, и представлено следующим уравнением:

$$L_r i_r \frac{di_r}{dt} = L_s i \frac{di}{dt}.$$

Такое управление предполагает формирование электромагнитного момента в условиях минимума реактивной мощности:



Рисунок 1.4 – Составляющие производной электромагнитного момента и электромагнитной мощности при стабилизации энергии магнитного поля

$$\Psi_{d}i_{d} + \Psi_{q}i_{q} = 0; \quad 2w = \Psi_{rd}i_{rd} = L_{r}i_{r}^{2} - L_{s}i^{2}; i_{rd}\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = -\Psi_{r}\frac{di_{rd}}{dt}.$$
 (1.14)

1) 7/

۰.

Выполнение условий (1.14) возможно при определенной зависимости токов ротора i_r и статора i_d , i_q от величины электромагнитного момента *m*:

$$i_{rd} = \sqrt{\frac{L_s m^2}{1.5L_m^2 (D_1 + \sqrt{D_1^2 - K_2 m^2})} + \frac{2D_1}{1.5L_r}}; i_q = \frac{m}{1.5L_r i_{rd}};$$

$$i_{d} = -\frac{|m|}{L_{m}} \sqrt{\frac{1}{1.5} \left[\frac{L_{r}}{(D_{1} + \sqrt{D_{1}^{2} - K_{2}m^{2}})} - \frac{L_{r}L_{m}^{2}(D_{1} + \sqrt{D_{1}^{2} - K_{2}m^{2}})}{L_{s}L_{r}m^{2} + 2L_{m}^{2}D_{1}(D_{1} + \sqrt{D_{1}^{2} - K_{2}m^{2}})} \right]}$$

$$D_1 = \frac{1.5L_r I_{rd}}{2}, \qquad K_2 = (L_r L_s - L_m^2) \frac{L_r L_s}{L_m^4}.$$

На рисунке 1.5 представлена диаграмма работы электрической машины при изменении состояния машины (1.14), где, в виде окружности, отражено значение энергии магнитного поля w при различных значениях электромагнитного момента. На рисунке 1.6 показана зависимость состояний электрической машины от величины электромагнитного момента, изменяющегося по линейному закону от O до $3M_n$. Модуль вектора потокосцепления статора уменьшается с ростом нагрузки на 18% от номинальной величины. Из представленного рисунка следует, при увеличении электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля, потокосцепление статора существенно уменьшается. При линейном характере изменения электромагнитного момента, составляющие его производной увеличиваются (рисунок 1.7). Это определяет рост мощности по каналам статора и ротора (рисунок 1.8), требуемой для формирования электромагнитного момента. Рисунок 1.7 иллюстрирует производную электромагнитного момента, и ее составляющие в функции времени.

где



Рисунок 1.5 – Векторная диаграмма синхронной машины при стабилизации энергии магнитного поля



Рисунок 1.6 – Состояния синхронной машины при изменении электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля



Рисунок 1.7 – Составляющие производной электромагнитного момента при управлении в условиях стабилизации энергии магнитного поля

На рисунке 1.8 представлена электромагнитная мощность, подводимая к обмоткам статора и ротора электрической машины для изменения электромагнитного момента с заданным темпом. Выражение для электромагнитной мощности получено в результате преобразований (1.14):

$$i_{d} \frac{d\psi_{d}}{dt} + i_{q} \frac{d\psi_{q}}{dt} = -i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{\Psi_{r}L_{s}}{2i_{r}L_{m}^{2}(w - L_{s}i^{2}\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{m}^{2}})} m \frac{dm}{dt}$$

Результаты исследований процессов формирования электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля, иллюстрированные на рисунках 1.4 и 1.8 показывают, мощность, подводимая к обмоткам двигателя для формирования электромагнитного момента по каналам статора и ротора равна по величине, но отлична по знаку. С ростом величины нагрузки, величина требуемой мощности стремиться к бесконечности. Мощность, подводимая к обмоткам двигателя, всегда ограничена, что не позволит быстро изменять электромагнитный момент.

Рассмотрим третье (1.11) решение, при котором формирование электромагнитного момента осуществляется при минимальном изменении энергии магнитного поля и не требует предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины. Его можно записать следующим образом:

$$L_{s}i\frac{di}{dt} = L_{r}i_{rd}\frac{di_{rd}}{dt}; \ \Psi_{d} = 0; \ L_{s}i_{q}^{2} = \Psi_{rd}i_{rd} \ .$$
 (1.15)

Векторная диаграмма работы электрической машины представлена на рисунке 1.9. Реализация этого способа управления возможна при определенной зависимости токов ротора i_r и статора i_d , i_q от величины электромагнитного момента m, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины:



Рисунок 1.8 – Составляющие электромагнитной мощности при стабилизации энергии магнитного поля



Рисунок 1.9 – Векторная диаграмма синхронной машины при управлении в условиях минимального изменения энергии магнитного поля

$$i_{r} = \sqrt{\frac{|m|L_{s}}{1.5L_{m}\sqrt{L_{r}L_{s}-L_{m}^{2}}}}, \quad i_{q} = \frac{m}{1.5L_{m}I_{r}}, \quad i_{d} = -\sqrt{\frac{L_{m}|m|}{1.5L_{s}\sqrt{L_{r}L_{s}-L_{m}^{2}}}}$$

При выполнении условий (1.15) производная энергии магнитного поля зависит от скорости изменения электромагнитного момента [3]:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{\sqrt{L_r L_s - {L_m}^2}}{L_m} \frac{dm}{dt}.$$
(1.16)

К обмоткам статора и ротора подводится одинаковая мгновенная мощность, обеспечивая равномерную загрузку электрической машины по каналам потребления энергии при формировании электромагнитного момента:

$$i_q \frac{d\psi_q}{dt} + i_d \frac{d\Psi_d}{dt} = i_{rd} \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{L_r L_s - L_m^2}}{L_m} \frac{dm}{dt}.$$

На рисунке 1.10 представлены состояния электрической машины в зависимости от величины электромагнитного момента, изменяющегося по линейному закону от 0 до $3M_{\mu}$, при управлении (1.15). На рисунке 1.11 показана производная электромагнитного момента, его компоненты и мощность, подводимая к обмоткам статора и ротора двигателя для изменения электромагнитного момента. Из представленного рисунка следует, при изменении электромагнитного момента с заданным темпом составляющие его производной равны. Равенство составляющих производной электромагнитного момента определяет равномерную загрузку по мощности каналов управления.

Величина мощности, при трехкратном увеличении электромагнитного момента номинальной величины, существенно меньше мощности при формировании электромагнитного момента в условиях стабилизации энергии магнитного поля, что хорошо прослеживается на рисунках 1.4, 1.8 и 1.11.

Рассмотрены алгоритмы управления, в основе которых стоит концепция формирования электромагнитного момента при стабилизации энергии магнитного поля .



Рисунок 1.10 – Состояния синхронной машины при линейном изменении электромагнитного момента в условиях минимизации мощности, подводимой к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента



Рисунок 1.11 – Производная электромагнитного момента, ее составляющие и мощность, подводимая к обмоткам статора и ротора для изменения электромагнитного момента по линейному закону

Исследование процессов формирования электромагнитного момента позволило сделать следующие выводы:

1. При стабилизации энергии магнитного поля величина электромагнитного момента ограничена, а мощность, подводимая к обмоткам статора и ротора двигателя, для формирования электромагнитного момента, равна по величине, но отлична по знаку. Этот режим работы требует предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, что определяет значительные потери в меди при малой нагрузке.

2. В условиях стабилизации энергии магнитного поля наблюдается существенное изменение проекций вектора потокосцепления и тока статора, что требует подводить к обмоткам двигателя значительную мощность и напряжение, требуемое для формирования электромагнитного момента.

3. При минимизации мощности, подводимой к обмоткам двигателя для формирования электромагнитного момента, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, наблюдается изменение энергии магнитного поля. Равномерная загрузка по мощности каналов управления статора и ротора двигателя, существенно снижает в динамических процессах суммарную мощность, требуемую для формирования электромагнитного момента, но при больших нагрузках следует учитывать насыщение магнитной системы двигателя, что усложняет задачу управления.

4. Необходимо обеспечить линейную зависимость электромагнитного момента от задания.

5. Для качественного управления электрической машиной следует рассматривать пространство управляющих воздействий¹ для нелинейного многомерного объекта управления, каким и явяется электрическая машина переменного тока.

¹ пространство управляющих воздействий соответсвует понятию векторного пространства значений, которые может принимать вектор управления в момент времени *t*.

1.2 Основные положения энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока

Исследование процессов электромеханического преобразования энергии показывает мощность, подводимую к обмоткам двигателя для быстрого изменения электромагнитного момента, можно уменьшить, а энергетическую эффективность работы электропривода при различной нагрузке существенно улучшить. Решение этих задач управления возможно за счет отказа от предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины и поиска условий управления, при которых процессы электромеханического преобразования энергии при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя, происходят наиболее интенсивно. В этой части работы рассмотрен ряд проблемных теоретических вопросов в области синтеза управления электрической машиной. Показана актуальность поиска новых решений управления электроприводом переменного тока.

Анализ ключевых положений концепции комплексного исследования управления электроприводом позволил сформулировать следующие выводы:

1. Современный электропривод должен наилучшим образом отвечать не только динамическим, но и энергетическим требованиям, учитывая существующие ограничения. Предъявляемые требования обусловлены желанием улучшить производительность технологических процессов и снизить потери энергии.

2. Типовой характер формирования электромагнитного момента позволяет улучшить прогнозируемость и точность регулирования траектории исполнительного механизма, снижая время и повышая точность позиционирования.

3. Обладая некоторой избыточностью, часть ресурсов управления электрической машиной быстродействующего электропривода направляются на стабилизацию потокосцепления, обеспечивая линеаризацию системы, приведя структуру управления к одноканальному виду. Но формирование электромагнитного момента в этих условия не отличается экономичностью, поскольку поддерживать потокосцепление на уровне номинальной величины при различной нагрузке двигателя энергетически нерационально.

4. Экстремальное управление электроприводом по минимуму тепловых потерь не отличается высоким быстродействием. Такое управление характеризуется значительной величиной реактивной мощности и не эффективным использованием напряжения, которое всегда ограничено. Управление отличается существенными потерями в стали и повышенной мощность, подводимой к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом.

5. Для решения задачи эффективного управления необходимо сопоставить динамические и энергетические свойства электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, потери в меди, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Эти свойства, в условиях тех или иных ограничений электропривода, имеют противоречивый характер и зависят от нагрузки, что значительно усложняет задачу формирования управления, обеспечивающего высокую производительность технологических процессов при снижении энергетических затрат.

6. Для создания эффективного электропривода должен быть многокритериальный подход к синтезу управления. В настоящее время процесс формализации многокритериальных задач неизбежно связан с экспертными оценками, как самих критериев качества, так и связей между ними. Основанный на суждении экспертов по вкладу каждого критерия качества в общую оценку, метод анализа иерархий не позволяет говорить об объективном решении задачи управления электроприводом.

7. Для электроприводов, обеспечивающих высокую производительность технологических процессов при снижении энергетических затрат, управление следует искать рассматривая физические свойства электрической машины, применяя вариационные методы исследований.

Таким образом, в области формирования управления электроприводом существует ряд проблемных теоретических задач. Для их решения, опираясь на теорию электромеханического преобразования энергии, теорию электропривода и современную теорию автоматического управления разработана концепция комплексного подхода к синтезу многомерного управления электроприводом переменного тока различного типа.

По материалам первой главы опубликованы следующие работы

1 Бочонков, Б.М. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока/Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков//Электротехника – 2006.– №11.– С.44– 52.

2 Филюшов, Ю.П. Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока / Ю.П. Филюшов, Б. М. Бочонков //Электротехника – 2006. – № 11. – С. 53 – 61.

3 Филюшов, Ю.П. Предельно быстрое управление электрической машиной переменного тока / Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ – 2009: материалы четвертой научно – технической конференции с международным участием / Ю.П. Филюшов, Б. М. Бочонков. – Новосибирск. – Изд – во НГТУ, 2009. – 116 с.

4 Симаков, Г.М. Энергоэффективное управление электроприводом переменного тока / Ю.П. Филюшов, Г.М. Симаков. – Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 2016. – 245 с

ГЛАВА 2 СИНТЕЗ УПРАВЛЕНИЯ МНОГОМЕРНЫМ ОБЪЕКТОМ

Электрическая машина является сложным нелинейным многоканальным объектом, в котором основная выходная величина - электромагнитный момент, зависит от произведения регулируемых переменных. Как объект управления, электрическая машина обладает определенными свойствами. Для повышения производительности в технологических процессах и снижения затрат энергии необходимо определенным образом регулировать свойства электропривода в зависимости от нагрузки и скорости вращения ротора, осуществляя многокритериальную оптимизацию. Для этой цели следует сопоставить динамические и энергетические возможности электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, насыщение магнитной системы двигателя, потери в меди, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Поиск эффективного управления, обеспечивающего изменения состояния электрической машины за минимальное время, при одновременном регулировании энергетических свойств, в рамках установленных ограничений, является достаточно сложной задачей. Трудности выбора критерия качества связаны с тем, что требования, предъявляемые к работе электропривода, противоречивы, а сложность решения задачи управления зависит от сложности функционала качества. Если функционал качеств отвечает большому количеству требований к работе электропривода, то аналитический синтез управляющих воздействий практически невозможен. Для решения таких задач следует рассматривать электрическую машину в виде многомерного объекта, имеющего несколько входов и выходов, нелинейно связанных с регулируемыми переменными.

Решение задачи быстродействия для одноканальных систем, основанные на принципе максимума, приводит к формированию скользящих режимов. Быстродействие одноканальной системы связано с возможностью источника питания и ограничено полосой пропускания контуров регулируемых переменных. Используя все ресурсы управления, здесь нет возможности увеличивать энергию или мощность, затрачиваемую на регулирование. Для многомерного объекта выбор метода синтеза управления всегда является проблемой. Дело в том, что регулируемые переменные связаны как между собой, так и нелинейно связаны с выходными величинами. Поэтому формирование управляющих воздействий вызывает значительные сложности даже в статических режимах.

2.1 Общие вопросы управления электрической машиной как многомерным объектом

Желание повысить быстродействие электропривода, в рамках ограничения полосы пропускания² регулируемых переменных, всегда стояло перед разработчиками электропривода. Электромагнитный момент, являющийся основной выходной величиной электрической машины, нелинейно связан с регулируемыми переменными, в качестве которых могут выступать токи и потокосцепления. Для организации линейной зависимости электромагнитного момента от задания, нелинейность системы исключается путем стабилизации потокосцепления, приводя многоканальный объект управления к виду одноканальной структуры. Такой подход позволяет управления электроприводом сделать существенно проще, уделяя основное внимание динамическим свойствам. Однако возможности управления ограничиваются, не позволяя регулировать энергетические свойства, показатели которых (оценка энергетической эффективности, оценка эффективного использования напряжения и мощности, подводимо к обмоткам двигателя и другие) наряду с электромагнитным моментом могут выступать в качестве выходных величин. В одноканальной структуре управления компенсация возмущений, при формировании желаемой траектории движения, осуществляется за счет форсирования управления. Но возможности управления ограничены напряжением источника питания. Поэтому поиск новых решений задачи быстродействия в условиях ограничения управления и полосы пропускания регулируемых переменных, является важной задачей.

Если для одноканальных систем управления выбор метода синтеза является относительно несложной задачей, то для многоканального объекта анализ синтеза управляющих воздействий всегда является проблемой. Дело в том, что *регулируе-мые переменные* связаны как между собой, так и посредством умножения, нелинейно связаны с *выходными величинами*. Поэтому формирование управляющих воздействий вызывает значительные сложности даже в статических режимах.

² Полоса пропускания (bandwidth) – диапазон частот, в пределах которого амплитудно частотная характеристика больше или равна единице. Ограничение полосы пропускания регулируемых переменных в электроприводе определено возможностью источника питания и влиянием шумовых воздействий на управление.

В динамических процессах многообразие траекторий регулируемых переменных ставит задачу выбора наилучшей из них, что значительно усложняет задачу управлениэлектроприводом, требуя применения вариационных методов. В результате анализа решений электромеханического преобразования энергии [3, 6, 7, 10, 11, 20, 26, 28] в работе приводится решение задачи быстродействия, рассматривая электрическую машину в виде многомерного объекта управления. Формирование управления для электрической машины, как для многомерного объекта управления, является достаточно сложной задачей. Поэтому решение задачи быстродействия рассматривается на более простой модели, делая акцент на нелинейной связи *регулируемых переменных и выходных величин*³ посредством умножения и деления. В дальнейшем, упрощенную модель будем называть объектом, относящемся к классу многоканальных нелинейных систем управления, в структуру которых входят нелинейности типа деления и умножения. Рассматривается задача быстрого изменения состояния модели нелинейного объекта, у которого основная выходная величина т зависит от произведения регулируемых переменных $x_i(t)$. Под областью пространства Ω допустимых управлений понимается замкнутая область, имеющая начало координат, где составляющие и_i вектора допустимого управления U $[x_i(t)]$, ограниченного по модулю u_{ogr} , позволяют сформировать предписанные значения выходных величин в функции регулируемых переменных. Фазовые ограничения не рассматриваются. В качестве ограничений выступают дифференциальные связи (2.1) при начальных условиях равных нулю. Полоса пропускания контуров регулируемых переменных $x_i(t)$ ограничена на уровне T_z^{-1} . Поскольку время не фиксировано, терминальная часть не рассматривается. Пусть по аналогии с машиной переменного тока свойства объекта (тепловые потери, реактивная мощность, требуемая величина напряжения) зависят от соотношений регулируемых переменных. Эти свойства могут выступать в качестве выходных величин в виде вектора Y(t), компоненты $y_i(t)$ которого нелинейно связаны с регулируемыми переменными.

³ В рассматриваемой модели нелинейного многомерного объекта управления следует различать регулируемые переменные и выходные величины, нелинейно связанные с регулируемыми переменными.

Математическое описание представлено уравнениями, описывающими состояние каждого *i* из *n* – каналов управления объектом в ортогональной системе координат:

$$\frac{\mathbf{dX}}{\mathbf{dt}} = \mathbf{AX} + \mathbf{U}(t); \left\{ \sum_{i=1}^{n} u_i^2 \leq u_{ogr}^2 \right\} \subset \mathbf{\Omega}; \ \mathbf{U}[x_i(t)] \subset \mathbf{\Omega} \forall t \in [t_0, t_1] \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^n,$$
(2.1)

$$m = \prod_{i=1}^{n} x_i ; i = \overline{1, n}; \mathbf{X}(t) \in \mathbf{R}^n; \mathbf{Y}(t) = \mathbf{X} x^{-1}; x = \left(\mathbf{X}^{\mathsf{T}} \mathbf{X}\right)^{1/2}; \mathbf{Y}(t) \in \mathbf{R}^n,$$
(2.2)

$$\mathbf{X}(0) = 0; \ \mathbf{Y}(t)^{\mathrm{T}} \mathbf{Y}(t) = 1,$$
(2.3)

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор столбец *регулируемых переменных* x_i модели, принадлежащий пространству \mathbf{R}^n размерностью n; u_{ogr} – ограничение вектора управления, определено возможностью источника питания; x – норма вектора регулируемых переменных; $\mathbf{X}(0)$ - начальное состояние системы; T – знак транспонирования. *Основная выходная* величина m нелинейно связана со всеми регулируемыми $x_i(t)$ переменными. Приняты следующие обозначения системы (2.1):

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}; \quad \mathbf{X}(t) = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{U}[x_i(t)] = \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{vmatrix}.$$

Задача управления формулируется следующим образом. Организовать вектор управления $U[x_i(t)]$, принадлежащий замкнутой области Ω пространства \mathbb{R}^n допустимых управлений, обеспечивающий перевод системы (2.1) из начального состояния в состояние, определенное заданным значением основной выходной величины m за минимальное время, при одновременном регулировании выходных величин $y_i(t)$ до заданных значений. Под допустимым управлением, понимается ограниченное u_{ogr} по модулю управление, способное формировать предписанные значения выходных величин.

Для изложения материала далее рассматривается модель трехканального объекта размерностью n = 3. Выбор такой модели определен тем, что она достаточно хорошо описывает большой класс многоканальных и многосвязных систем, широко применяемых в промышленности. К таким объектам можно отнести и обобщенную электрическую машину.

Модель достаточно проста для применения вариационных методов и наглядна для отражения полученных результатов. Структурная схема модели представлена на рисунке 2.1.



Рисунок 2.1 – Структура объекта управления

Основная выходная величина *m* определена выражением:

$$m = x_1 x_2 x_3. (2.4)$$

Вектор выходных величин у_i связан с регулируемыми переменными x_i:

$$\mathbf{Y}(t) = \begin{vmatrix} y_1 & y_2 & y_3 \end{vmatrix}^T = \begin{vmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{vmatrix}^T x^{-1}$$

характеризует отношение регулируемых переменных вектора X и обладает следующим свойством:

$$y_1^2 + y_2^2 + y_3^2 = 1; y_3 = \sqrt{1 - y_1^2 - y_2^2}$$

Для исключения деления на ноль, в структуру модели включено нелинейное звено, отраженное на рисунке 2.1.

2.2 Решение задачи многомерного управления в функции регулируемых переменных

Сложность организации управления многомерным объектом заключается в том, что выходные величины m, y_i модели (2.1) нелинейно связаны с регулируемыми переменными x_i . При этом выходные величины нелинейной системы должны линейно отражать заданные значения u_{ref} основной выходной величины m и задание \mathbf{Y}_{ref} составляющих вектора выходных величин $\mathbf{Y}(t)$:

$$\mathbf{Y}_{ref} = [y_{1ref}, y_{2ref}, y_{3ref}]^T$$
, где $y_{3ref} = \sqrt{1 - y_{1ref}^2 - y_{2ref}^2}$.

Формирование структуры регулятора. Для приведения системы к линейному виду применен метод обратной модели (Linearization by output injection) синтеза управления нелинейным многоканальным объектом [97, 160]. Линеаризация методом обратной модели применима для объектов, которые заданы нелинейными дифференциальными уравнениями с аддитивным входным воздействием или для объектов, выходные величины которых нелинейно связаны с переменными состояния. В первом случае такая линеаризация осуществляется *по состоянию*, а во втором случае *по выходу*. Поиск компенсирующего управления заключается в нахождении системы новых регулируемых переменных, где эквивалентная модель объекта будет линейной. Найденное управление нелинейно в системе исходных координат, но должно обеспечивать линейную зависимость выходных величин в системе новых регулируемых переменных. Связь регулируемых переменных и выходных величин определена уравнением:

$$\mathbf{X} = \mathbf{Y} \frac{m}{\mathbf{X}^{\mathrm{T}} \mathbf{X}} (\prod_{i=1}^{3} y_i)^{-1}; \ i = \overline{1, n}.$$
(2.5)

Осуществеляя структурно параметрическое преобразование выполнен переход к новым регулируемым переменным. Для этой цели левая и правая часть уравнения (2.1) умножена слева на квадрат диагонали регулируемых переменных:

$$3\operatorname{diag}\{x_1^2, x_2^2, x_3^2\}\frac{d\mathbf{X}}{dt} = 3\operatorname{diag}\{x_1^2, x_2^2, x_3^2\}\mathbf{A}\mathbf{X} + 3\operatorname{diag}\{x_1^2, x_2^2, x_3^2\}\mathbf{U}[x_i(t)].$$
(2.6)

Новые регулируемые переменные \tilde{X} уравнение (2.6) на основании (2.2) представлены вместе с вектором Y(*t*) выходных величин:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{X}}}{dt} = 3 \operatorname{diag}\{ y_1^2, y_2^2, y_3^2\} \mathbf{A} \mathbf{Y} x^3 + 3 \operatorname{diag}\{ y_1^2, y_2^2, y_3^2\} x^2 \mathbf{U}[x_i(t)]; \; \tilde{\mathbf{X}} = [x_1^3, x_2^3, x_3^3]^T.$$

Изменив последний сомножитель первого слагаемого этого уравнения:

$$\mathbf{Y}x^{3} = \text{diag}\{ y_{1}^{2}, y_{2}^{2}, y_{3}^{2}\}^{-1} \text{diag}\{ x_{1}^{2}, x_{2}^{2}, x_{3}^{2}\}\mathbf{X},\$$

(2.6) приведено к следующему виду:

$$\frac{d\widetilde{\mathbf{X}}}{dt} = 3\mathbf{L}\widetilde{\mathbf{X}}^{T} + 3\widetilde{\mathbf{Y}}x^{2}\mathbf{U}[x_{i}(t)]; \quad \widetilde{\mathbf{Y}} \in \widetilde{\mathbf{R}}^{nn}; \quad \widetilde{\mathbf{X}} \in \widetilde{R}^{n}, \quad (2.7)$$
$$\mathbf{L} = \widetilde{\mathbf{Y}}\mathbf{A}\widetilde{\mathbf{Y}}^{-1}; \quad x = \|\mathbf{X}\|,$$
$$\widetilde{\mathbf{X}} = \operatorname{diag}\{x_{1}^{2}, x_{2}^{2}, x_{3}^{2}\}\mathbf{X}; \quad \widetilde{\mathbf{Y}} = \operatorname{diag}\{y_{1}^{2}, y_{2}^{2}, y_{3}^{2}\}.$$

где

Полагая, что вектор **X**(*t*) доступен для измерения, вектор управления **U**[
$$x_i(t)$$
] системы (2.1) сформирован таким образом, чтобы в совокупности с обратными связями по регулируемым переменным (функции регулируемых переменных x_i) он отражал задание u_{ref} (2.4) основной выходной величины *m* и задание **Y**_{ref} вектора **Y**(*t*) выходных величин y_i :

$$\mathbf{U}[x_{i}(t)] = -\mathbf{G}\mathbf{K}\mathbf{X} + \mathbf{G}\mathbf{Y}_{ref} \frac{u_{ref}}{\|\mathbf{X}\|^{2}} (T_{z}y_{1ref}y_{2ref}y_{3ref})^{-1}, \qquad (2.8)$$

где **G** – матрица управления, в нашем случае рассматривается в виде единичной матрицы, **K** – квадратная матрица регулятора размерностью матрицы **A**, T_z^{-1} – параметр задает ограничение полосы пропускания регулируемых переменных. Структурная схема многоканального объекта (2.1) в совокупности с регулятором управления (2.8) иллюстрирована на рисунке 2.2. При организации управления (2.8), учитывая (2.2) и (2.6), система (2.1) представлена в зависимости от задания $\tilde{\mathbf{X}}_{ref}$ вектора новых регулируемых переменных $\tilde{\mathbf{X}}$:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{X}}}{dt} = 3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_r)\tilde{\mathbf{X}} + 3\tilde{\mathbf{X}}_{ref}T_z^{-1}; \ \tilde{\mathbf{X}}_{ref} = \tilde{\mathbf{Y}}\mathbf{Y}_{ref}(y_{1ref}y_{2ref}y_{3ref})^{-1}u_{ref},$$
$$\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{Y}}, u_{ref}) = 3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_r)\tilde{\mathbf{X}} + 3\tilde{\mathbf{X}}_{ref}T_z^{-1}; \ \mathbf{K}_r = \mathbf{Y}\mathbf{K}\mathbf{Y}^{-1},$$

где параметры регуляторов определены элементами матрицы **К**, **К**_{*r*} – преобразованная матрица регулятора **К**, компоненты которой являются, выбранные определенным образом, константы:

$$\mathbf{f}(\widetilde{\mathbf{X}}, \widetilde{\mathbf{Y}}, u_{ref}) = 3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_{r})\widetilde{\mathbf{X}} + 3\widetilde{\mathbf{Y}}\mathbf{Y}_{ref} (T_{z} y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref})^{-1} u_{ref}.$$





Формализация задачи управления:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{X}}}{dt} = \mathbf{f}(\tilde{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{Y}}, u_{ref}), \qquad (2.9)$$

$$\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{Y}}, u_{ref}) = 3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_r)\tilde{\mathbf{X}} + 3\tilde{\mathbf{Y}}\mathbf{Y}_{ref}(T_z y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref})^{-1}u_{ref}, \\\tilde{\mathbf{X}} = \operatorname{diag}\{x_1^2, x_2^2, x_3^2\}\mathbf{X}; \tilde{\mathbf{Y}} = \operatorname{diag}\{y_1^2, y_2^2, y_3^2\}, \\\mathbf{X}(t) = \begin{vmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{vmatrix}^T; \ \mathbf{Y} = \begin{vmatrix} y_1 & y_2 & y_3 \end{vmatrix}^T; \ \mathbf{K}_r = \tilde{\mathbf{Y}}\mathbf{K}\tilde{\mathbf{Y}}^{-1}; \ \mathbf{L} = \tilde{\mathbf{Y}}\mathbf{A}\tilde{\mathbf{Y}}^{-1}, \\m = x_1 x_2 x_3; \ \mathbf{Y} = \mathbf{X} \ x^{-1}; \ x = \|\mathbf{X}\|; \ \mathbf{X}(t) \in \mathbf{R}^n; \ \tilde{\mathbf{Y}}(t) \in \mathbf{R}^n; \left(\mathbf{Y} \ \mathbf{T} \mathbf{Y}\right) = 1, \\u_{ref} \subset \mathbf{P}; \ \mathbf{P} \subset \mathbf{R}^1; \{\sum_{i=1}^n u_i^2 \le u_{ogr}^2\} \subset \mathbf{\Omega}; i = \overline{1,n}; \mathbf{U}[x_i(t)] \subset \mathbf{\Omega} \forall t \in [t_0, t_1] \ \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^n, \\\tilde{\mathbf{X}}(0) = 0; |\ a_{ij} \ | \le T_z^{-1}; \ J = \int_{t_0}^{t_1} 1 dt = \min, \end{cases}$$

где J – критерий качества; $\tilde{\mathbf{X}}$ - новые регулируемые переменные, $\tilde{\mathbf{X}}(0)$ - начальные условия, $\tilde{\mathbf{Y}}$ - новый параметр задания управления; \mathbf{Y}_{ref} - вектор задания проекций y_{iref} вектора $\mathbf{Y}(t)$ выходных величин $y_i(t)$; u_{ref} - сигнал задание основной выходной величины m, ограниченный областью \mathbf{P} допустимых значений выходной величины; n = 3 размерность пространства \mathbf{R}^3 системы; T_z – параметр, определяет задаваемый уровень ограничения полосы пропускания регулируемых переменных, $|a_{ij}|$ – модуль элементов матрицы \mathbf{A} ; \mathbf{K}_r – приведенное значение матрицы \mathbf{K} регулятора, компоненты которого следует определить.

<u>Решение задачи быстродействия.</u> Для решения задачи применен метод *Ла-гранжа в понтрягинской форме* [3]. В качестве ограничений выступают дифференциальные связи (2.9). Начальные условия равны нулю. Фазовые ограничения не рассматриваются. Поскольку время не фиксировано, терминальная часть отсутствует. В задаче следует определить параметры элементов матрицы **K** регулятора управления **U** (2.8) и характер изменения траектории вектора $\tilde{\mathbf{Y}}$, при котором состояние системы (2.9) при линейном формировании выходных величин *m* и **Y** будет изменяться за минимальное время. Полоса пропускания регулируемых переменных ограничена значением T_z^{-1} . Формирование гамильтониана и типовое решение задачи Лагранжа в понтрягинской форме представлено в приложении Б. Поскольку решается задача быстродействия, применен упрощенный гамильтониан *H*, позволяющий связать оптимальное управление, регулируемые переменные и проекции вектора сопряженной системы [48].

Гамильтониан быстродействия системы (2.9), при организации для (2.1) управления (2.8), имеет вид:

$$H = \mathbf{S}^{\mathsf{T}} \mathbf{f}(\widetilde{\mathbf{X}}, \widetilde{\mathbf{Y}}, u_{ref}), \qquad (2.10)$$

$$H = 3\mathbf{S}^{\mathsf{T}} (\mathbf{L} - \mathbf{K}_{r}) \widetilde{\mathbf{X}} + 3\mathbf{S}^{\mathsf{T}} \widetilde{\mathbf{Y}} \mathbf{Y}_{ref} (T_{z} y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref})^{-1} u_{ref} ,$$

$$\mathbf{S} = \begin{vmatrix} s_{1} & s_{2} & s_{3} \end{vmatrix} \Big|^{\mathsf{T}}, \qquad (2.10)$$

где координаты вектора S сопряженной системы:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{X}}^T} = -3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_r)^{\mathrm{T}} \mathbf{S}, \qquad (2.11)$$

определенным образом зависят от времени:

$$\mathbf{S}(t) = e^{-3(\mathbf{L} - \mathbf{K}_r)^{\mathrm{T}}t} \mathbf{S}(0),$$

S(0) - начальное значение проекций вектора сопряженной системы. Условия максимума гамильтониана быстродействия (условия стационарности) определены двумя требованиями:

первое требование:

$$\frac{\partial H}{\partial \widetilde{\mathbf{Y}}} = 0, \qquad (2.12)$$

будет выполнено при неизменных во времени значениях элементов $\tilde{\mathbf{Y}}$,

второе требование:
$$\frac{\partial H}{\partial u_{ref}} = 0; \ \frac{\partial H}{\partial u_{ref}} = \mathbf{S}^T \, 3 \widetilde{\mathbf{Y}} \mathbf{Y}_{ref} \, (T_z \, y_{1ref} \, y_{2ref} \, y_{3ref})^{-1}, \qquad (2.13)$$
$$3 (\frac{s_1 y_1^2}{y_{2ref} \, y_{3ref}} + \frac{s_2 y_2^2}{y_{1ref} \, y_{3ref}} + \frac{s_3 y_3^2}{y_{1ref} \, y_{2ref}}) \frac{1}{T_z} = 0,$$

в совокупности с (2.12), может быть выполнено при пропорциональном изменении проекций вектора **S**(t) сопряженной системы (2.11) с одинаковым темпом. Эти требования являются обязательными, но могут быть не единственными, отвечающими условиям стационарности. Требованиям (2.13) отвечает желаемое решение сопряженной системы в следующем виде:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = \frac{3}{T_z} \mathbf{S}; \ \mathbf{S}(t) = e^{\frac{3t}{T_z}} \mathbf{S}(0).$$
(2.14)

Условия (2.13) для системы (2.11) будут удовлетворены при определенном выборе элементов матрицы **К**_r:

$$-(\mathbf{L}-\mathbf{K}_r) = \mathbf{E}T_z^{-1}; \ \mathbf{K} = \widetilde{\mathbf{Y}}^{-1}\mathbf{K}_r\widetilde{\mathbf{Y}}$$

посредством определенного выбора элементов матрицы К регулятора [16]. Значение элементов матрицы К_r определено выражением:

$$\mathbf{K}_r = (\mathbf{E}T_z^{-1} + \mathbf{L}), \qquad (2.15)$$

где Е - единичная матрица размерности матрицы А. Выполнение требований (2.15) позволяет сопряженную систему (2.11) привести к желаемому виду (2.14). Изменение элементов матрицы К регулятора влияет и на динамику процессов основной системы уравнений (2.1). При организации управления (2.8), и выполнении условий (2.15) уравнения (2.9) приведены к следующему виду:

$$\frac{d}{dt}\widetilde{\mathbf{X}} = -3\mathbf{E}T_z^{-1}\widetilde{\mathbf{X}} + 3\widetilde{\mathbf{Y}}\mathbf{Y}_{ref} \left(T_z y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref}\right)^{-1} u_{ref}.$$
 (2.16)

Структурная схема системы (2.1), при организации управления (2.8) и выполнении условий (2.15), представлена на рисунке 2.3. Рассмотрим выполнение условий стационарности (2.12) при выполнении (2.15) управления (2.8) системы (2.1). Для этой цели, разделив левую и правую часть (2.16) на diag{ x_1^2, x_2^2, x_3^2 } и выполнив простые преобразования, приведем систему к следующему виду:

$$\begin{vmatrix} y_{2ref} \ y_{3ref} \left(\frac{d}{dt} x_{1} + \frac{x_{1}}{T_{z}} \right) \\ y_{1ref} \ y_{3ref} \left(\frac{d}{dt} x_{2} + \frac{x_{2}}{T_{z}} \right) \\ y_{2ref} \ y_{1ref} \left(\frac{d}{dt} x_{3} + \frac{x_{3}}{T_{z}} \right) \end{vmatrix} x^{2}(t) = \begin{vmatrix} \frac{u_{ref}}{T_{z}} \\ \frac{u_{ref}}{T_{z}} \end{vmatrix}.$$
(2.17)

Запишем (2.17) в виде тождественных уравнений и определим условия, при которых это тождество существует, где x – норма вектора **X**:

$$y_{2ref} y_{3ref} \left[\frac{d}{dt}(x_1) + \frac{x_1}{T_z}\right] = y_{1ref} y_{3ref} \left[\frac{d}{dt}(x_2) + \frac{x_2}{T_z}\right] = y_{2ref} y_{1ref} \left[\frac{d}{dt}(x_3) + \frac{x_3}{T_z}\right].$$

Взяв производные по каждой переменной $x_1 = y_1 x$, $x_2 = y_2 x$, $x_3 = y_3 x$:

$$y_{2ref} y_{3ref} y_{1}\left(\frac{d}{dt}x + \frac{x}{T_{z}}\right) + y_{2ref} y_{3ref} x\left(\frac{d}{dt}y_{1}\right) =$$
$$= y_{1ref} y_{3ref} y_{2}\left(\frac{d}{dt}x + \frac{x}{T_{z}}\right) + y_{1ref} y_{3ref} x\left(\frac{d}{dt}y_{2}\right).$$

Можно убедиться, что рассматриваемое тождество системы (2.17) существует, если производные каждой проекции вектора выходных величин $y_i(t)$ на всем временном интервале равны нулю. Это тождество характеризует постоянство во времени $y_i(t)$,подтверждая выполнение условий стационарности (2.12):

$$y_i(t) = \text{const}_i(t) = \mathbf{Y}_{\text{ref}}; \ i = 1, n.$$
 (2.18)

Физически, выполнение требований (2.12) объясняется пропорциональным изменением регулируемых переменных с одинаковым темпом, что достигается путем определенной настройке регулятора (2.15). В этом случае, при начальных условиях равных нулю, норма $x = \|\mathbf{x}\|$ изменяется пропорционально и с таким же темпом, как и регулируемые переменные $x_i(t)$, а их отношение, являющееся проекциями вектора $\mathbf{Y}(t)$, постоянно на всем временном интервале. Выполнение условий стационарности (2.18), определяет решение (2.16):

$$\widetilde{\mathbf{X}}(t) = e^{-3t/Tz} \widetilde{\mathbf{X}}_0 + \int_0^t 3e^{3(\mathbf{A}-\mathbf{K})(t-\tau)} \widetilde{\mathbf{Y}}_{ref} \mathbf{Y}_{ref} (T_z y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref})^{-1} u_{ref} d\tau,$$

которое, при начальных условиях равных нулю, примет следующий вид:

$$\widetilde{\mathbf{X}}(t) = \widetilde{\mathbf{Y}}_{ref} \mathbf{Y}_{ref} (y_{1ref} y_{2ref} y_{3ref})^{-1} u_{ref} [1 - e^{-3t/T_z}].$$
(2.19)

Решение (2.19) определяет связь основной выходной величины и его задания:

$$m(t) = x(t)^{3} y_{1}(t) y_{2}(t) y_{3}(t) = u_{ref} [1 - e^{-3t/Tz}].$$
(2.20)

На рисунке 2.4 приведены результаты моделирования процессов формирования выходных величин в системе программного пакета MathCAD. Решение для выходных величин (2.18) и (2.20) получены при выполнении условий стационарности (2.12) и (2.13) путем формирования управления обеспечивающего пропорциональное изменение регулируемых переменных с одинаковым темпом. Регулятор управления (2.8) системы (2.1), при заданных значениях выходных величин, можно назвать оптимальным, если существуют начальные условия S(0) решений сопряженной системы (2.12) при которых гамильтониан быстродействия (2.10) имеет максимальное значение равное единице [47]:

$$\mathbf{S}(t) = e^{\mathbf{E}\frac{3t}{T_z}}\mathbf{S}(0); \ \mathbf{S}(0) = \left|3^{-1}\widetilde{\mathbf{Y}}_{ref}^{-1}\mathbf{Y}_{ref}u_{ref}^{-1}T_z(y_{1ref}y_{2ref}y_{3ref})\right|.$$



Рисунок 2.3 – Структурная схема оптимизированной системы управления многоканальным объектом



Рисунок 2.4 – Процессы формирования выходных величин

Подставив (2.11) и (2.19) в (2.10), можно убедиться, что на всем временном интервале гамильтониан быстродействия стационарен и имеет максимальное значение:

$$H = (1 - e^{\frac{3t}{T_z}} + e^{\frac{3t}{T_z}})(y_1^2 + y_2^2 + y_3^2) = 1.$$

Поэтому перевод объекта управления из начального состояния равного нулю в состояние определенное заданными значениями выходных величин, под действием допустимого управления (2.8) в функции регулируемых переменных X(t), и соблюдении условий (2.13), в рамках установленных ограничений, будет осуществляться за минимальное время.

Таким образом, задавая ограничение полосы пропускания регулируемых переменных, которое определено параметром Т_г, зависимость основной выходной величины от задания описывается апериодическим звеном первого порядка. Определенный выбор элементов матрицы К обеспечивает равное быстродействие контуров регулируемых переменных основной системы управления. В этих условиях положение векторов, как в статических, так и динамических режимах изменяться не будет, и будет соответствовать заданию вектора выходных величин Y_{ref}. Результаты моделирования показывают, основная выходная величина *m*, линейно отвечая заданию uref, изменяется в три раза быстрее во времени, чем в системе, приведенной к одноканальному виду, что соответствует полученному аналитическому выражению (2.20). Вектор выходных величин, при начальных условиях равных нулю, в любой момент времени отвечает заданному значению (2.18) за счет пропорционального изменения регулируемых переменных с одинаковым темпом. При одинаковом ограничении полосы пропускания регулируемых переменных и линейной организации управления в области допустимых управлений, ограниченных по модулю, быстродействие в три раза превышает быстродействие системы, приведенной к одноканальному виду. Высокое быстродействие системы объясняется тем, что в отличие от одноканальной структуры, форсирование управления осуществляется сразу по всем трем каналам регулирования.

2.3 Выводы по главе

Рассмотрена модель трехканальной системы, в которой основная выходная величина нелинейно связана произведением со всеми регулируемыми переменными. Делая акцент на умножении, трехканальная модель системы представлена в виде трехмерного объекта управления. Применяя метод обратной модели с линеаризацией по выходу, обеспечена линейная зависимость всех трех выходных величин многомерной системы от задания. Используя вариационные методы и структурно параметрический синтез управления, решена задача быстродействия. Установлено, при ограничении полосы пропускания замкнутых каналов управления и формировании регулируемых переменных пропорционально и с одинаковым темпом, состояние системы изменяется в три раза быстрее относительно структуры, приведенной к одноканальному виду. Это ключевое положение справедливо для многоканальных объектов, в которых можно осуществить развязку внутренних обратных связей. Такая организация управления формирует экспоненциальную связь модуля вектора регулируемых переменных и основной выходных величины многомерной системы, быстродействие которой зависит не только от уровня ограничения управления, но и от показателя степени. Чем выше показатель степени, тем выше быстродействие системы. В отличие от одноканальной структуры управления, форсирование воздействий осуществляется сразу по всем каналам регулирования, что и обеспечивает более быстрое изменение выходных величин при ограничении напряжения.

Результаты моделирования нелинейной многоканальной системы управления, сформированной методом структурно параметрического синтеза, и оценки качества, рассмотрены в п.7.2 работы.

Материалы второй главы опубликованы в следующих работах:

1 Филюшов, Ю. П. Оптимальное по быстродействию управление машиной переменного тока / Ю. П. Филюшов // Электричество. – 2011. – № 2. – С. 46 – 51.

² Симаков, Г. М. Управление многоканальным объектом: международная научная конференция «Электротехника, энергетика, машиностроение» /Г.М. Симаков, Ю.П. Филюшов // – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 2014. – С. 36 - 40.

³ Simakov, G. M. Multi - channel controlled object // Applied Mechanics and Materials. /G. M. Simakov, Yu. P. Filushov, I. I. Skokova// 2015. Vol 698, pp. 77 – 82.

⁴ Симаков, Г. М. Метод синтеза управления многоканальным объектом / Г.М. Симаков, Ю.П. Филюшов // Электричество – 2015. – № 7 – С. 56 – 61.

⁵ Воевода, А. А. Синтез алгоритма управления многоканальным объектом /А. А. Воевода, Ю. П. Филюшов // Вестник РГРТУ. 2017. – №61. – С.88 – 95.

ГЛАВА 3 МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ПОДХОД К СИНТЕЗУ МНОГОМЕРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Являясь энергосиловой установкой, электропривод должен наилучшим образом отвечать не только динамическим, но и энергетическим требованиям, учитывая существующие ограничения. Предъявляемые требования обусловлены желанием повысить производительность технологических процессов и максимально снизить потери энергии. Исследование процессов электромеханического преобразования энергии показывает, что мощность, подводимую к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента можно уменьшить, а энергетическую эффективность работы электропривода, при различной нагрузке, существенно улучшить, обеспечивая эффективное управлени электрической машиной.

Для решения задачи эффективного управления необходимо сопоставить отдельные свойства электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, потери в меди, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Эти свойства имеют противоречивый характер, что значительно усложняет решение задачи эффективного использования электрической машины и источника питания. Формирование экстремального управления по одному критерию качества не дает возможность оценить другие локальные критерии, показатели которых могут быть такими, что сформированное управление не может быть целесообразным. Как правило, улучшение показателя одного критерия качества ведет к ухудшению других показателей. Эффективное управление должно обеспечить наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода. Поскольку такое управления зависят от нескольких показателей качества, необходим многокритериальный подход. Выбор тех или иных свойств электропривода определен технологическими требованиями.

Сложность заключается в том, что не разработано правило (принцип оптимальности), которое позволило бы ответить на вопрос, какое решение лучше для реализации многокритериальной оптимизации. Необходимо определить аргументы и установить перечень показателей качества, характеризующих динамические и энергетические свойства электропривода в зависимости от принятых аргументов, определяющих закон управления.

В настоящее время процесс формализации многокритериальных задач неизбежно связан с экспертными оценками, как самих критериев качества, так и связей между ними. Обычно, из физического смысла следует, что локальные критерии имеют различную важность при решении задачи, т.е. один локальный критерий имеет какой-то приоритет над другим критерием [37]. Это следует учитывать при выборе принципа оптимальности и определения области возможных решений, отдавая предпочтение более важным критериям. Основанный на суждении экспертов по вкладу каждого критерия качества в общую оценку, такой подход не позволяет говорить об объективном решении задачи управления электроприводом. Отсутствие правила (принцип оптимальности), не позволяет формализовать задачу управления, обеспечивающего наиболее полной использование возможности электрической машины и источника питания для реализации технологических требований.

3.1 Влияние связей силовых и энергетических характеристик на процессы преобразования энергии в электрической машине

От состояния электрической машины зависят основные энергетические свойства электропривода и электромагнитный момент. Можно выделить независимые аргументы, определяющие состояние двигателя, регулирование которых обеспечит изменение основных свойства электропривода [24]. Проведенные исследования позволяет утверждать о возможности независимого регулирования энергетических свойств электропривода, сохраняя высокое быстродействие и точность формирования электромагнитного момента. Рассмотрим это утверждение.

Эффективность процессов электромеханического преобразования энергии будем характеризовать *показателями качества*⁴ (оценками):

$$L_i(\beta, \varphi) \in \mathbf{\Omega}_m; \ i = \overline{1, n} , \qquad (3.1)$$

n – число показателей в ограниченной области Ω_m значений, где возможно сформировать электромагнитный момент т. Следует установить перечень показателей качества, характеризующих динамические и энергетические свойства электропривода в зависимости от аргументов, определяющих закон управления. Сформулировать правило принятия решений многокритериальной задачи. На основании установленного правила разработать метод формализации задачи многомерного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода. Формализация задачи позволит осуществить поиск управления, обеспечивающего оптимизацию работы электропривода по нескольким критериям качества. Регулирование нескольких критериев качества, при одновременном изменении электромагнитного момента, обусловливает многомерный подход к многокритериальному синтезу управления электроприводом в функции скорости, тока или насыщения магнитной системы двигателя. Для решения этих задач установлены связи силовых и энергетических характеристик электрической машины. В качестве характеристик выступают: электромагнитный момент, тепловые потери, энергия магнитного поля и напряжение, подводимое к обмоткам двигателя для функционирования электропривода [74]. Решение поставленных задач осуществляется на примере обобщенной электрической машины.

⁴ показатели качества - следует различать обозначение вектора оценок качества $L_i(\beta, \varphi)$ в функции аргументов β, φ , с обозначением матрицы индуктивностей **L** двигателя.

Такой подход позволяет интерпретировать полученные результаты и на другие типы электрических машин электропривода переменного тока.

Математической описание обобщенной электрической машины в системе координат d q, вращающейся со скоростью ω , ориентированной по току ротора i_{rq} =0, $i_{rd} = i_r$, представленно уравнениями Кирхгофа [33]:

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \omega \mathbf{D}\Psi + \frac{d\Psi}{dt}; \ \mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{d} & u_{q} & u_{rd} & u_{rq} \end{bmatrix}^{T},$$
(3.2)
$$\mathbf{D} = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}; \mathbf{L} = \begin{vmatrix} L_{s} & 0 & L_{m} & 0 \\ 0 & L_{s} & 0 & L_{m} \\ L_{m} & 0 & L_{r} & 0 \\ 0 & L_{m} & 0 & L_{r} \end{vmatrix},$$

$$diag\{ R_{s} & R_{s} & R_{r} & R_{r} \}; \Psi = [\Psi_{d} & \Psi_{q} & \Psi_{rd} & \Psi_{rq}]; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_{d} & i_{q} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{L}^{-1}\Psi; \ L_{s} = L_{m} + L_{\sigma}; \ L_{r} = L_{m} + L_{\sigma r}; \ L_{m} = \frac{\Psi_{0}}{I_{0}},$$

$$I_{0} = \sqrt{(i_{d} + i_{rd})^{2} + (i_{q} + i_{rq})^{2}}; \ \Psi_{0} = \sqrt{(\Psi_{d} - L_{\sigma}i_{d})^{2} + (\Psi_{q} - L_{\sigma}i_{q})^{2}}.$$

R - диагональная матрица сопротивлений обмоток; R_s , R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора двигателя; **L** - матрица индуктивностей; L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора определяет отношение потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 ; L_σ ; $L_{\sigma r}$ - индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора; L_s ; L_r – полные индуктивности обмоток статора и ротора; u – угловая скорость вращения; u_d , u_q , u_{rd} , u_{rq} – проекции вектора **U** напряжения, подводимого к обмоткам двигателя; i_d , i_q , i_{rq} , ψ_d , ψ_q , ψ_{rd} , ψ_{rq} – проекции вектора **I** тока и потокосцепления; скорость вращения ротора ω определена из основного уравнения движения:

 $\mathbf{R} =$

$$J_n \frac{d\omega}{dt} = m - m_c$$

здесь, J_n – момент инерции, приведенный к валу двигателя; m – электромагнитный момент; m_c – момент сопротивления. На рисунке 3.1, относительно неподвижной системы координат α , β , представлена векторная диаграмма электрической машины в системе вращающихся координат d, q, ориентированной по току ротора. Угол β определяет положение вектора потокосцепления статора относительно тока ротора, μ - угол, определяет положение вектора тока статора относительно тока
относительно тока статора. Рисунок 3.2 иллюстрирует структурную схему электрической машины.

Для установления связей основных свойств работы электропривода, рассмотрены процессы электромеханического преобразования энергии, которые неразрывно связаны с накоплением энергии в обмотках электрической машины и описываются уравнением баланса *P* мощностей всех цепей управления:

$$P = \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{U},$$

$$P = \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{R} \mathbf{I} + \omega \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi} + \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \frac{d \boldsymbol{\Psi}}{dt}.$$
(3.3)

Первое слагаемое правой части уравнения (3.3) характеризует потери в меди:

$$\Delta P = \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{R} \mathbf{I}$$

Второе слагаемое есть мощность P_m , отдаваемая исполнительному механизму. В скалярной форме P_m можно записать посредством показателя качества $\cos(\varphi)$.

$$P_{mex} = \omega(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \omega \Psi I \cos(\varphi)$$

При пренебрежении падением напряжения на активном сопротивлении, показатель качества $\cos(\varphi)$ мало отличается от стандартной оценки, обусловленной фазовым сдвигом тока статора относительно основной гармоники напряжения источника питания. На основании мощности P_{mex} , отдаваемой исполнительному механизму, определено выражение электромагнитного момента:

$$m = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d . \tag{3.4}$$

Реактивная мощность Q характеризуется следующим скалярным выражением, определенным посредством угла φ :

$$Q = \omega(\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) = \omega \Psi I \sin(\varphi).$$
(3.5)

Показатель $\cos(\varphi)$ может характеризовать эффективность использования мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Последним слагаемым уравнения баланса мощностей (3.3) является производная энергии *w* магнитного поля:

$$\mathbf{I}^{\mathrm{T}} \frac{d\Psi}{dt} = \frac{dw}{dt}, \ w = \frac{1}{2} \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \Psi.$$
(3.6)

Из уравнения баланса мощностей следует, состояние электрической машины зависит от четырех независимых переменных. В качестве таких переменных могут выступать электромагнитный момент *m*, угловая скорость вращения ротора ω и два аргумента β , φ , которых достаточно для определения положения всех векторов. Выбор аргументов, характеризующих положение векторов, обусловлено простой связью с алгоритмом управления электрической машиной.



Рисунок 3.1 – Векторная диаграмма обобщенной электрической машины



Рисунок 3.2 – Структурная схема обобщенной электрической машины в системе вращающихся координат

Из приведенного числа переменных, *m* и ω заданы условиями технологической задачи. Варьируемыми величинами являются аргументы β, φ , посредством которых осуществляется поиск режимов работы электрической машины с заданными оценками качества ($L_i(\beta, \varphi) \in \Omega_m$; $i = \overline{1, n}$) в области аргументов, где возможно сформировать электромагнитный момент *m*. Для аналитического описания связи силовых и энергетических характеристик электрической машины, в соответствии с рисунком 3.1, определена зависимость модуля *I* вектора тока статора и тока i_r ротора:

$$i_r = I \frac{L_s}{L_m} \frac{\cos(\varphi)}{\sin(\beta)}$$

Посредством аргументов β , ϕ , установлена зависимость силовых и энергетических характеристик электрической машины. Связь между энергией w (3.6), накапливаемой в обмотках электрической машины и электромагнитным моментом (3.4) установлена в виде *первой функции энергетического состояния* $f(\phi, \beta)$:

$$f(\varphi,\beta) = \frac{2w}{m} = \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\Psi} (\mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi})^{-1}.$$
(3.7)

В результате тригонометрических преобразований, функция (3.7) представлена в зависимости от двух аргументов *φ*, *β*, характеризующих положение векторов:

$$f(\beta,\varphi) = \frac{1}{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)} \left(\frac{1}{\cos(\varphi)^2} + \frac{L_r L_s}{L_m^2 \sin(\beta)^2} - 2 + 2\operatorname{tg}(\varphi) \operatorname{ctg}(\beta) \right)$$

Поверхность значений функции (3.7), в области аргументов, где возможно сформировать положительный электромагнитный момент, изображена на рисунке 3.3. Минимум функции зависит от конструктивных параметров электрической машины (величины взаимной индуктивности, индуктивностей рассеивания и активных сопротивлений обмоток) и положения векторов. Минимум первой функции энергетического состояния (3.7):

$$f\min = \frac{2\sqrt{L_r L_s - L_m^2}}{L_m}$$
, (3.8)

определяет положение векторов, при котором к обмоткам двигателя, при начальных условиях равных нулю, подводится минимальная мощность для изменения электромагнитного момента с заданным темпом:

$$\frac{\partial f(\beta,\varphi)}{\partial \beta} = 0, \ \frac{\partial f(\beta,\varphi)}{\partial \varphi} = 0; \ \beta = \frac{\pi}{2}; \ \varphi = \arcsin\sqrt{\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}}.$$
(3.9)

В этих условиях энергия (3.6) магнитного поля пропорционально зависит от величины электромагнитного момента:

$$w = \frac{\sqrt{L_r L_s - L_m^2}}{L_m} m; \ \frac{dw}{dt} = \frac{\sqrt{L_r L_s - L_m^2}}{L_m} \frac{dm}{dt}$$

Если положение векторов (3.9) изменяться не будет то, при любом ограничении мощности, скорость формирования электромагнитного момента будет наибольшей, определяя тем самым максимальную интенсивность процессов электромеханического преобразования энергии. Достижение высокой интенсивности процессов электромеханического преобразования энергии осуществляется при значительных токах, а, следовательно, более высоких потерях. Потери могут быть такими большими, что сформированное управление может быть не целесообразным. Поэтому важно оценить величину потерь при достигнутой интенсивности прицессов преобразования энергии. Важно знать условия, при которых потери в электрической машине, при различных значениях электромагнитного момента, будут наименьшими. Прояснить эти вопросы поможет вторая функция энергетического состояния, характеризующая отношение потерь в обмотках электрической машины к электромагнитному моменту, иллюстрированная на рисунке 3.4. Выражение потерь, полученное на основании уравнений Кирхгофа (3.3), при правильном описании основных электромагнитных процессов, не достаточно полно отражает потери в двигателе:

$$\Delta P = \mathbf{I}^{\mathbf{T}} \mathbf{R} \mathbf{I} + P_{\mathcal{M}} \; ; \; F(\varphi, \beta, \omega) = \frac{\Delta P}{m}$$

Для точного решения многокритериальных задач управления необходимо математически описать каждую составляющую потерь. Такое описание является достаточно сложной задачей [8]. В силу этих причин математическое представление приводится с определенными допущениями, отражая характер изменения рассматриваемых величин.



Рисунок 3.3 – Первая функция энергетического состояния *f*(β, φ), определяет взаимосвязь электромагнитного момента и энергии магнитного поля



Рисунок 3.4 – Вторая функция энергетического состояния *F*(β, φ), определяетвзаимосвязь электромагнитного момента и тепловых потерь в обмотках электрической машины

Большинство потерь в двигателе рассчитываются по приближенным формулам, полученным из опыта проектирования и эксплуатации двигателя. Основные потери делятся на механические потери, магнитные потери или потери в стали и потери в меди.

Механические потери (потери в подшипниках, потери в щетках и потери на вентиляцию) составляют 8 - 12 % от полных потерь при номинальной скорости вращения ротора. Они зависят от скорости вращения двигателя, и не зависят от нагрузки, что позволяет отразить их одной общей формулой:

$$\Delta P_{Mex} = K_{\xi} \omega^2 ,$$

где K_{ξ} - суммарный коэффициент, учитывающий, в зависимости от типа двигателя, трение о контактные кольца, удельное давление на щетку, поверхность контакта, тип подшипника, количество воздуха, прогоняемого через машину. Механические потери не зависят ни от величины тока, ни от величины потокосцепления, они не зависят от алгоритма управления. Поэтому на решение многокритериальных задач управления, связанных с поиском эффективных алгоритмов, механические потери не оказывают влияние. В современных машинах магнитные потери или потери в стали могут составлять до 10 % общих потерь номинального режима. Питание двигателя от полупроводникового преобразователя увеличивает эти потери дополнительно на 1 - 3 %. Потери в стали электрической машины, складываются из потерь на гистерезис, обусловленных расходом энергии на преодоление остаточной намагниченности материала магнитопровода, и потерь на вихревые токи. К магнитным потерям можно отнести и добавочные потери, которые возникают за счет действия потоков рассеивания, пульсаций индукции в воздушном зазоре, ступенчатости кривых распределения МДС обмоток статора и ротора и ряда других причин. Магнитные потери зависят от скорости вращения поля, удельных потерь в стали на единицу массы, средних значениях индукции и массы стали в спинке якоря и зубцах. Следует учесть и качество обработки стали (наклеп при штамповке, замыкание листов в пакете), влияющее на равномерность распределения индукции.

Можно учесть и потери, которые возникают в проволочных бандажах, обмоткодержателях и других деталях при их вращении в магнитном поле. При достаточно точном приближении [22], магнитные потери можно свести к одной простой эмпирической формуле:

$$P_{M} = Z\omega^{1.5}\psi^{2}$$

где коэффициент Z характеризует уровень магнитных потерь (может быть определен из номинального режима работы конкретной электрической машины). Модуль вектора потокосцепления в воздушном зазоре ψ вычислен следующим образом:

$$\psi = L_m I \cos(\varphi) [\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)].$$

Тогда уравнение потерь в двигателе, не учитывая механические потери, можно дополнить. Зависимость между тепловыми потерями и электромагнитным моментом, при номинальной скорости вращения ротора, представлена на рисунке 3.4, в виде *второй функции энергетического состояния*:

$$F(\varphi,\beta,\omega) = \frac{\Delta P}{m} , \qquad (3.10)$$

$$F(\beta,\varphi,\omega) = \frac{1}{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)} \left(\frac{R_s}{L\cos^2(\varphi)} + \frac{R_r}{L_m^2} \frac{L_s}{\sin^2(\beta)} \right) + L_m[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)] Z\omega^{1.5}.$$

Здесь Z = 0.24, полагая, что при номинальной нагрузке и номинальной скорости вращения вала двигателя магнитные потери составят (6 - 10) % величины общих потерь в двигателе. При низкой скорости вращения вала двигателя величина магнитных потерь мала, поэтому их можно не учитывать. Функция энергетического состояния $F(\varphi, \beta)$, представленная на рисунке 3.4, имеет явно выраженный минимум:

$$\frac{\partial F(\beta,\varphi)}{\partial \beta} = 0, \ \frac{\partial F(\beta,\varphi)}{\partial \varphi} = 0, \ F_{\min} = \frac{2\sqrt{R_r R_s}}{L_m} ,$$

который достигается при определенном положении векторов:

$$\varphi = \arcsin\left(L_s \sqrt{\frac{R_r}{R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right); \quad \beta = \arcsin\left(L_s \sqrt{\frac{R_r}{R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right). \quad (3.11)$$

Рост скорости вращения ω ротора увеличивает магнитные потери. Положение векторов, где достигается экстремум, изменяется, увеличивая значение функции $F(\varphi, \beta, \omega)$ в точке экстремума. Здесь функция зависит от трех аргументов. Аналитическое выражение получаются достаточно сложными, результаты исследований представлены в виде таблицы 3.1. На значение величины минимума функций энергетического состояния и положение векторов, при котором достигается эти условия, оказывает влияние и нелинейность характеристики намагничивания. Это влияние необходимо учесть для более точного отражения требований, предъявляемых к работе электрической машины, и выбора алгоритма управления. Способ учета насыщения магнитной системы асинхронной машины с короткозамкнутым ротором общепромышленного применения, посредством вычисления отношения потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания, представлен в приложении Г.

	w(pad/c)	β (град)	ф (град)	$F_{min}\left(1/c ight)$
1	0	46^{0}	46^{0}	15.4
2	15	47	45	15.44
3	75	48	44	16.0
4	100	49	44	16.3
5	157	50	43	17.1
6	314	55	40	19.8

Таблица 3.1 – Табличное отражение функции энергетического состояния $F(\varphi, \beta, \omega)$, учитывающей потери в стали

Положение векторов, при котором функция энергетического состояния $F(\varphi, \beta)$ имеет минимальное значение, определяет максимальное значение электромагнитного момента в условиях ограничения тока, обеспечивая наилучшие условия преобразования энергии. В этих условиях изменение нагрузки характеризуется увеличением реактивной мощности, что требует существенного запаса по напряжению для быстрого формирования электромагнитного момента.

Проведенные исследования показывают, в области аргументов линейной части характеристики намагничивания, каждая из функций (3.7) и (3.10) имеют явно выраженный минимум. Положения векторов, при котором функции энергетического состояния $f(\varphi, \beta)$, $F(\varphi, \beta, \omega)$ имеют минимальную величину, не совпадают. В зависимости от способа управления, реализуемого в электроприводе, на обмотках двигателя необходимо формировать напряжение. Реализация тех или иных свойств в электроприводе не возможна без достаточной величины напряжения, требуемого для функционирования электрической машины. Поэтому оценка свойств электропривода будет не полной без оценки величины и эффективности использования напряжения, подводимого к обмоткам двигателя. Для этой цели введена *третья функция энергетического состояния* $f_u(\varphi, \beta)$, устанавливающая зависимость между *и* модулем напряжения статора и *m* электромагнитным моментом:

$$u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}; f_u(\beta, \varphi) = \frac{u^2}{R_s m}.$$

Приняв обозначение $T_s = L_s/R_s$, функция энергетического состояния $f_u(\beta, \varphi)$ представлена следующим образом:

$$f_u(\beta, \varphi) = \frac{tg^2(\varphi) + \{1 + \omega T_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]\}^2}{T_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}.$$
(3.12)

При заданной скорости вращения ротора аргументами этой функции являются величины, характеризующие положение векторов. В зависимости от положения векторов при фиксированном значении угловой частоты вращения ротора, поверхность значений $f_u(\varphi, \beta)$ представлена на рисунке 3.5.

Для определения достижимых значений угловой скорости вращения, при ограничении напряжения и желаемом уровне нагрузки, характеризуемой электромагнитным моментом, в соответствии с (3.12) установлена следующая формула:

$$\omega = \frac{\sqrt{f_u(\beta,\varphi)(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)T_s - \operatorname{tg}\varphi^2} - 1}{T_s(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)}.$$

На основании этого выражения, в зависимости от величины электромагнитного момента и способа его формирования, характеризуемого аргументами β , φ , в условиях ограничений напряжения *и* источника питания, определены достижимые значения скорости вращения ротора электрического двигателя:

$$\omega = \frac{\sqrt{u^2 (\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)R_s m \cos\varphi^2 T_s - R_s^2 m^2 \sin\varphi^2} - R_s m \cos\varphi}{R_s m T_s \cos\varphi (\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)}$$

Для синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением, при формировании электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности $\cos(\varphi) = 1$, зависимость угловой скорости вращения от модуля вектора напряжения и величины электромагнитного момента представлена в следующем виде:

$$\omega = \frac{u}{\sqrt{R_s \operatorname{ctg} \beta T_s m}} - \frac{\operatorname{tg} \beta}{T_s}.$$

Из полученного выражения следует, достижимые значения угловой скорости вращения электрического двигателя зависят не только от уровня ограничения напряжения и величины электромагнитного момента, но и от положения векторов, которое зависит от закона управления. На рисунке 3.6 показана поверхность значений угловой скорости ротора электрического двигателя в зависимости от аргументов β , ϕ , определяющих положение векторов при постоянном значении электромагнитного момента *т* и ограничении модуля напряжения источника питания u. С увеличением значений угла β потокосцепление статора уменьшается. В результате увеличивается запас по напряжению, что и дает возможность увеличить скорость вращения ротора двигателя. Таким образом, при различных способах формирования электромагнитного момента напряжение источника питания используется не равнозначно, а его величина зависит от величины нагрузки и способа управления. Для анализа величины мощности, передаваемой исполнительному механизму при различных способах формирования электромагнитного момента в условиях ограничения напряжения, разделим значение функции энергетического состояния (3.12) на угловую скорость вращения ротора и обозначим это отношение как $\xi(\beta, \varphi, \omega)$:

$$\xi(\beta,\varphi,\omega) = \frac{f_u(\beta,\varphi)}{\omega}.$$



Рисунок 3.5 – Третья функция энергетического состояния $f_u(\varphi, \beta)$, определяет взаимосвязь электромагнитного момента и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя



Рисунок 3.6 – Поверхность значений угловой скорости ротора *ω* в зависимости от аргументов *φ*, *β*, при ограничении напряжения

На рисунке 3.7 показана поверхность значений $\xi(\beta, \varphi, \omega)$ в зависимости от аргумента β и скорости вращения ротора ω в условиях минимизации реактивной (3.6) мощности (Q = 0) синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением. Исследование функции $\xi(\beta, \varphi, \omega)$ показывает существование положения векторов, при котором функция имеет экстремум. Положение векторов, где достигается экстремум, определяет условие передачи исполнительному механизму максимальной механической мощности при ограничении напряжения, подводимого к обмоткам двигателя. Для нахождения этих условий определены частные производные функции по каждой переменной и, приравняв их к нулю, решена система уравнений:

$$\frac{\xi(\beta,\varphi,\omega)}{\partial\beta} = \frac{R_s}{\omega L_s \cos(\varphi)^2 (\lg\varphi + \operatorname{ctg}\beta)^2 \sin(\beta)^2} - \frac{\omega L_s}{R_s \sin(\beta)^2} = 0,$$

$$\frac{\xi(\beta,\varphi,\omega)}{\partial\omega} = -\frac{R_s}{\omega^2 L_s \cos(\varphi)^2 (\lg\varphi + \operatorname{ctg}\beta)} + \frac{L_s}{R_s} (\lg\varphi + \operatorname{ctg}\beta) = 0,$$

$$\frac{\xi(\beta,\varphi,\omega)}{\partial\varphi} = \frac{2R_s \sin\varphi}{\omega L_s \cos(\varphi)^3 (\lg\varphi + \operatorname{ctg}\beta)} - \frac{R_s}{\omega L_s \cos(\varphi)^4 (\lg\varphi + \operatorname{ctg}\beta)^2} + \frac{\omega L_s}{R_s \cos(\varphi)^2} = 0.$$

Полученые соотношения в виде зависимости скорости вращения ротора от аргументов β , ϕ , характеризующих положение векторов, определяют условия управления, выполнение которых позволит передать исполнительному механизму максимальное значение мощности при ограничении напряжения, подводимого к обмоткам двигателя:

$$\omega(\beta,\varphi) = \frac{1}{T_s \cos\varphi(\mathrm{tg}\varphi + \mathrm{ctg}\beta)}.$$

Из полученного уравнения определена функциональная связь между аргументами β , φ , доставляющими минимум функции $\xi(\beta, \varphi, \omega)$:

$$\beta = \arctan \frac{\omega T_s \cos \varphi}{1 - \omega T_s \sin \varphi}$$

Подставив значения аргументов в выражение (3.12), установлена предельная связь напряжения, требуемого для работы двигателя, и мощности, отдаваемой исполнительному механизму:



Рисунок 3.7 – Поверхность значений функции *ξ*(*β*, *φ*, *ω*) синхронного двигателя электромагнитного возбуждения

$$u = \sqrt{\frac{2m\omega R_s (1 + \cos\varphi)}{\cos\varphi}}$$

При управлении синхронной машиной с электромагнитным возбуждением, реализуя условия минимизации реактивной мощности $\varphi = 0$, определено минимально возможное напряжение, при котором механизму можно передать желаемую мощность:

$$u_{\min} = 2\sqrt{R_s \omega m}$$

В этом случае скорость вращения ротора и положение векторов связаны достаточно простой зависимостью:

$$\beta = \operatorname{arctg}(\omega T_s)$$
.

При любых других условиях напряжение, подводимое к обмоткам двигателя для передачи исполнительному механизму требуемой мощности, будет существенно больше. Максимального значения угловой скорости двигателя ω при экстремальном управлении в условиях ограничения напряжения U_{\min} , подводимого к обмоткам электрической машины, определено в следующем виде:

$$\omega = \frac{u_{\min}^2}{4R_s m}.$$

В качестве критерия U_o оценки эффективности использования электроприводом напряжения, при различных способах формирования электромагнитного момента, выбрано отношение значения напряжения U_{\min} , к величине напряжения U, требуемого для реализации оцениваемого закона управления:

$$U_o = \frac{U_{min}}{U} = 2\sqrt{\frac{\omega}{f_u(\beta,\varphi)}}.$$
(3.13)

В предельном режиме работы значение U_o равно единице, при любом другом способе управления величина этой оценки меньше единицы. Такой критерий качества позволит оценить эффективность использования напряжения, подводимого к обмоткам двигателя для функционирования электропривода при различной скорости вращения ротора и способах формирования электромагнитного момента.

На рисунке 3.8 представлены поверхности значений оценки использования напряжения U₀ и оценки энергетических свойств электропривода η, при различных значениях аргументов, определяющих положение векторов в условиях $\varphi = 0$ минимизации реактивной мощности и различных значениях угловой частоты вращения двигателя. Из представленного рисунка следует, работа электропривода с максимальной энергетической эффективностью противоречит условиям передачи исполнительному механизму максимальной мощности, при минимизации напряжения, подводимого к обмоткам электрической машины. Чем выше энергетическая эффективность работы электрического двигателя, тем большее напряжение требуется подводить к его обмоткам, а значит, повысить быстродействие системы в условиях ограничения напряжения источника питания не представляется возможным. Аналитические связи силовых и энергетических характеристик, в виде функций энергетического состояния, позволяют определить положение векторов, при котором формирование электромагнитного момента осуществляется в условиях желаемых показателей качества $(L_i(\beta, \varphi) \in \Omega_m; i = \overline{1, n})$, наилучшим образом отвечающим требованиям к электроприводу, при ограничении напряжения, подводимого к обмоткам электрической машины. Реализация предъявляемых требований возможна путем организации управления в функции угловой скорости вращения ротора или нагрузки и аргументов β , φ .

Повышение быстродействия электропривода связано с форсированием управления, что определяет увеличение напряжения или мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Увеличение напряжения или мощности, увеличивает интенсивность процессов преобразования энергии. Но рост мощности имеет свои пределы. Решение задачи быстродействия для многоканального объекта управления, рассмотренное во второй главе, показывает, изменение состояния электрической машины за минимальное время, при ограничении управления, должно осуществляться при пропорциональном изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом. Это условие определяет неизменное положение вектора регулируемых переменных при формировании электромагнитного момента. Возникает необходимость определить положение векторов, характеризуемое аргументами β , φ , при котором преобразование энергии осуществляется за минимальное время в условиях ограничения мощности P_{ref} , подводимой к обмоткам двигателя.



Рисунок 3.8 – Поверхность значений оценки использования напряжения U_0 и оценки энергетических свойств η электропривода, в зависимости от положения векторов $\varphi = 0$ и угловой частоты вращения ротора ω

Решение этой задачи для электрической машины выполнено с помощью метода Эйлера - Лагранжа, рассматривая время, как критерий быстродействия:

$$T = \int_{t_1}^{t_2} 1 dt = t_2 - t_1 \; .$$

Уравнение баланса мощностей выступает в качестве уравнения связи. Используя выражение (3.7 и 3.10) при неизменных аргументах β , φ , полагая, что скорость вращения ротора и взаимная индуктивность электрической машины в процессе формирования электромагнитного момента изменится незначительно, уравнение баланса мощностей преобразовано:

$$P_{ref} = \frac{dw}{dt} + \omega m + mF(\beta, \varphi). \qquad (3.14)$$

Лагранжиан представлен следующим образом:

$$L(t, w, \dot{w}, P) = H - s_2 \dot{w},$$

здесь Н - функция Гамильтона:

$$H = s_1 + s_2 [P_{ref} - 2w \frac{\omega + F(\beta, \varphi)}{f(\beta, \varphi)}],$$

*s*₁,*s*₂ – множители Лагранжа, являются функциями времени не равными тождественно нулю:

$$s_1 = -1, s_2 \neq 0$$

Уравнения Эйлера для множителей Лагранжа разрешено в следующем виде:

$$\frac{ds_2}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial w} = 2s_2 \frac{\omega + F(\beta, \varphi)}{f(\beta, \varphi)}; \quad s_2 = e^{\frac{2[\omega + F(\beta, \varphi)]t}{f(\beta, \varphi)}} s_0, \quad s_0 = P_{ref}^{-1}.$$

Решение для энергии, подводимой к обмоткам двигателя, при начальных условиях равных нулю, дает экстремаль выходной величины:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{\partial H}{\partial s_2} = P_{ref} - 2w \frac{\omega + F(\beta, \varphi)}{f(\beta, \varphi)};$$

$$w = w_{ref} \left(1 - e^{-\frac{2t}{T_{\partial}}}\right), \quad w_{ref} = \frac{1}{2} \frac{P_{ref} f(\beta, \varphi)}{[\omega + F(\beta, \varphi)]}.$$
(3.15)

Из (3.15) следует, темп поступления энергии в обмотки двигателя, при электромеханическом преобразовании в условиях ограничения мощности и начальных условиях равных нулю зависит от параметра времени T_{∂} , характеризующего интенсивность процессов (3.14) преобразования энергии:

$$T_{\partial} = \frac{f(\beta, \varphi)}{\omega + F(\beta, \varphi)}.$$
(3.16)

Поэтому параметр времени T_{∂} может выступать в качестве показателя качества работы электропривода. Величина параметра (3.16) зависит от аргументов, определяющих зачение функций энергетического состояния, при неизменной скорости вращения ротора. Минимум (3.8) функции $f(\varphi, \beta)$ определяет условия (3.9) при которых интенсивность процессов преобразования энергии будет наилучшей в условиях ограничения мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Таким образом, определены аргументы φ, β , характеризующие положение векторов, где достигается экстремум интенсивности процессов преобразования энергии при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Так как темп именения скорости существенно меньше темпа формирования электромагнитного момента быстродействующего электропривода, при неизменных аргументах β , φ , уравнение (3.15) может быть разрешено относительно электромагнитного момента:

$$m = \frac{P_{ref}}{[\omega + F(\beta, \varphi)]} (1 - e^{-\frac{2t}{T_o}}).$$
(3.17)

Ценность выражений (3.15) и (3.16) заключается в том, что в условиях ограничения мощности, подводимой к обмоткам двигателя, становится возожным оценить быстродействие системы управления при различном положении векторов, определяемом алгоритмом управления. Значение аргументов, при которых достигается минимум (3.9) первой функции энергетического состояния, определяют экстремум интенсивности процессов преобразования энергии (3.16).

Вместе с тем, повышая интенсивность процессов преобразования энергии, потери в двигателе могут существенно возрасти. Сочетание аргументов φ и β определяют те или иные свойства работы электрической машины. Существующие противоречия эффективности работы электрической машины разрешаются посредством установленной связи между коэффициентом полезного действия η :

$$\eta = \frac{m\omega}{m\omega + \Delta P} = \frac{\omega}{\omega + F(\beta, \phi)}, \qquad (3.18)$$

и оценочным параметром времени (3.16), характеризующим интенсивность процессов электромеханического преобразования энергии. Используя решение (3.16) и (3.18), определена аналитическая связь оценок динамических и энергетических свойств работы электропривода при различной скорости вращения ротора:

$$T_{\partial} = \frac{f(\beta, \varphi)}{\omega} \eta[ce\kappa].$$
(3.19)

3.2 Правило выбора решений многокритериальной оптимизации

Зная требования технологического процесса и возможности источника питания, следует формализовать задачу многокритериальной оптимизации и определить аргументы, определяющие стратегию управления. Для этой цели, на основании связей силовых и энрегетических характеристик, разработано правило выбора решений многокритериальной оптимизации электропривода переменного тока, позволяющее определить аргументы управления, отвечающего технологическим требованиям.

Рассмотрим применение этого правило на упрощенном примере решения двух различных задач многокритериальной оптимизации.

1. <u>Задача.</u> При заданном быстродействии определить аргументы управления, обеспечивающего минимум потерь электропривода рисунок 3.9 а).

Пусть задано время t_{ref} , в течение которого необходимо линейно сформировать электромагнитный момент m_{ref} при ограничении мощности P_{ref} , подводимой к обмоткам двигателя. Скорость вращения ротора равна нулю. В этих условиях необходимо определить значения аргументов β , φ , при которых потери ΔP_{min} минимальны. Для решения этой задачи определена безразмерная величина первой функции энергетического состояния $f(\beta, \varphi)$, зависимой от двух аргументов:

$$\frac{dw}{dt} = P_{ref} = \frac{f(\beta, \varphi)}{2} \frac{dm}{dt}; \ f(\beta, \varphi) = \frac{P_{ref}}{2} \frac{t_{ref}}{m_{ref}},$$
$$\beta = f(\varphi); \ \Delta P_{min} = F(\beta)M_{ref}.$$

Установленное значение функции $f(\beta, \varphi)$ позволяет определить связь аргументов φ , β в области значений, где выполняются условия заданного быстродействия. Следует выделить те значения аргументов, при которых вторая функция $F(\beta, \varphi)$ имеет минимальное значение. Подставив полученную связь в (3.10), вторая функция энергетического состояния $F(\beta)$ представляется в зависимости от одного аргумента. Минимум функции $F(\beta)$ позволяет определить те значения аргументов, при которых достигается минимум тепловых потерь в условиях заданного быстродействия. Зная аргументы, доставляющие наилучшее соотношение динамических и энергетических свойств электропривода, при различной скорости вращения ротора, следует проверить решение в условиях существующих ограничений. В качестве ограничений могут выступать другие показатели. Структурная схема связей основных показателей качества $L_i(\beta, \varphi)$; $i = \overline{1, n}$, показана на рисунке 3.9 б).



а) пример выбора решений многокритериальной оптимизации



б) структура связей основных свойств работы электропривода

Рисунок 3.9 – Выбор показателей качества $L_i(\beta, \varphi)$

В случае выхода на ограничение (напряжения или эффективности использования мощности), следует снизить быстродействие или, в условиях ограничения быстродействия, увеличить потери, определив новые значения аргументов.

2. Задача. При заданных энергетических требованиях определить значения аргументов ϕ , β , при которых мощность, подводимая к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заланным темпом, имеет минимальное значение. Для этой цели определено значение второй функцией энергетичесого состояния $F(\beta, \phi) [c^{-1}]$, величина которой характеризует потери в электроприводе при различных значениях электромагнитного момента. Определяется связь аргументов в области значений, где выполняются заданные условия, позволяя выразить первую функцию энергетического состояния $f(\beta, \phi)$ с помощью одного аргумента. Минимум этой функции определяет значения аргументов, отвечающих решению задачи максимального быстродействия в условиях заданных энергетических свойств электропривода. Значение полученных аргументов является решением многокритериальной задачи управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода. Определив аргументы, удовлетворяющие требованиям динамических и энергетических свойств электропривода, следует проверить решение на соответствие другим требованиям качества при различной скорости вращения ротора. Здесь, в соответствии с выбранными аргументами, следует учесть величину реактивной мощности, уровень ограничения напряжения, величину КПД и интенсивность процессов преобразования энергии. Рациональная вариация аргументов φ , β должна осуществляться в интервале между двумя крайними положениями изображающих векторов, доставляющими минимум функциям энергетического состояния. Установивленные правила многокритериальной оптимизации позволяют на стадии проектирования формализовать требования к управлению, обеспечивающему эффективное использование электрической машины и источника питания.

Используя полученные закономерности, становится возможным давать рекомендации разработчикам электрических машин по их проектированию.

3.3 Метод оценки эффективности работы электропривода переменного тока в переходных режимах

Энергосбережение стало одним из приоритетных направлений технической политики во всех развитых странах мира. Современный электропривод должен наилучшим образом отвечать заданным динамическим и энергетическим требованиям. При изменении нагрузки, энергетические свойства работы электрической машины претерпевают существенные изменения. Эти изменения зависят от закона формирования электромагнитного момента. Поэтому все большую значимость принимает задача анализа перспективных систем управления, способных быстро регулировать технологические процессы в условиях существующих ограничений источника питания. Здесь оценка энергетической эффективности быстродействующих электроприводов в переходных процессах является достаточно важной задачей при выборе способа формирования электромагнитного момента [87]. Сложность такой оценки определяется трудностью анализа интеграла мощности, подводимой к обмоткам двигателя, и анализа величины энергии потерь. Вместе с тем, анализ потерь энергии в переходных процессах важен, как с позиции выбора закона управления, так и для оценки эффективности теплового состояния двигателя при выборе или проверки его по условиям нагрева и перегрузки.

Для оценки эффективности работы различных типов регулируемых электроприводов целесообразно ввести и проанализировать энергетические показатели. В качестве энергетических показателей выступает *КПД* (коэффициент полезного действия η), являющийся мерой эффективности преобразования электрической энергии в механическую работу, и коэффициент мощности κ_m , характеризующий использование мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Коэффициент мощности соответствует понятию $cos(\varphi)$ в цепях с несинусоидальными токами, что характерно для электроприводов, управляемых от вентильных преобразователей. При анализе процессов по основной гармонике (гладкой составляющей), без учета высших гармоник, применяется понятие $cos(\varphi)$. Используя методы определения активной *P*, реактивной *Q* и полной *S* мощностей цепей переменного тока, при управлении от преобразователя, получены выражения для определения η и κ_m [149] трехфазной цепи переменного тока:

$$k_m = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T_u^2 + H^2}} ,$$

где P и S - активная и полная мощность, потребляемые от сети переменного тока трехфазной нагрузкой: Q - реактивная мощность, обусловленная сдвигом по фазе основной гармонике тока нагрузки относительно синусоидального напряжения питающей сети; T_u – мощность искажения, обусловленная наличием в составе несинусоидального периодического тока, кроме основных высших гармоник; H – мощность несимметрии, учитывающая дополнительные потери энергии, связанные с неравномерной загрузкой фаз. Значение мощности для трехфазной электрической машины в установившемся режиме можно представить следующим образом:

$$S = U_{\pi} \sqrt{i_{1A}^2 + i_{1B}^2 + i_{1C}^2}; P = \frac{U_{\pi}}{\sqrt{3}} [i_{1A1} \cos(\varphi_{1A}) + i_{1B1} \cos(\varphi_{1B}) + i_{1C1} \cos(\varphi_{1C})]$$

Тогда

$$k_{m} = \frac{P}{S} = \frac{i_{1A1} \cos(\varphi_{1A}) + i_{1B1} \cos(\varphi_{1B}) + i_{1C1} \cos(\varphi_{1C})}{\sqrt{3[i_{1A}^{2} + i_{1B}^{2} + i_{1C}^{2}]}} ,$$

$$\eta = \frac{\sqrt{3}}{U_{n}[i_{1A1} \cos(\varphi_{1A}) + i_{1B1} \cos(\varphi_{1B}) + i_{1C1} \cos(\varphi_{1C})]} M_{c} \omega,$$

где U_{π} - номинальное действующее линейное напряжение трехфазной сети; i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} - действующие значения токов фаз статора; $i_{1A1}, i_{1B1}, i_{1C1}$ – действующие значения первой гармоники токов фаз статора; $\varphi_{1A}, \varphi_{1B}, \varphi_{1C}$ – фазовый сдвиг тока фаз статора относительно первой гармоники напряжения фаз питающей сети; механическая мощность P_{μ} на валу двигателя:

$$P_{M}=m_{c}\omega,$$

где ω – угловая скорость вращения ротора двигателя. Статорные токи отдельных фаз двигателя, как правило, симметричны. В этом случае $i_{IA} = i_{IB} = i_{IC} = i_I$; $\varphi_{IA} = \varphi_{IB} = \varphi_{IC} = \varphi_I$; $i_{IAI} = i_{IBI} = i_{ICI} = i_{II}$. Тогда:

$$k_{M} = \frac{i_{11}}{i_{1}} \cos(\varphi_{1}) = k_{u} = \cos(\varphi_{1});$$

$$k_{u} = \frac{i_{11}}{i_{1}}; \qquad \eta = \frac{m\omega}{\sqrt{3}U_{J}i_{11}}\cos(\varphi_{1})$$

где κ_u – коэффициент искажения. В зависимости от типа анализируемого электропривода переменного тока, отдельные составляющие потерь могут быть не значительными, что позволяет их не учитывать [20].

Но и в этом случае, аналитическое определение суммарных потерь в двигателе и преобразователе частоты представляет собой сложную задачу.

Нелинейность характеристики намагничивания магнитной системы электрической машины практически исключает возможность аналитического анализа многих режимов работы. Сложность учета изменения магнитного состояния электрической машины вызвана необходимостью определения магнитного состояния электрической машины, что связано с применением итерационных процедур решения нелинейных алгебраических уравнений. Поэтому, в первом приближении, для сравнения различных законов управления, аналитический расчет энергетических характеристик следует производить, пренебрегая нелинейностью магнитной цепи двигателя. В этом случае удается получить сравнительно простые аналитические выражения и процедуры расчета характеристик при различных законах управления электрической машиной.

В качестве угла φ удобно рассматривать угол, характеризующий положение вектора электродвижущей силы *e* от потокосцепления статора относительно вектора тока статора. Величина этого угла достаточно полно характеризует значение реактивной мощности *Q* и позволяет выразить электромагнитный момент *m* в удобной форме:

$$Q = \frac{3}{2} p \omega (\psi_d i_d + \psi_q i_q) = \frac{3}{2} p \omega i \psi \sin(\varphi), \qquad (3.20)$$
$$m = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p i \psi \cos(\varphi).$$

При некоторых допущениях, оценка $\cos(\varphi)$ мало отличается от стандартной оценки, обусловленной фазовым сдвигом тока статора относительно основной гармоники синусоидального напряжения питающей сети. Для анализа экономичности работы электропривода в переходных режимах рассматривается величина энергии потерь за время T_n переходного процесса:

$$\Delta w_m = \int_0^{T_n} \Delta p(t) dt,$$

где Δp - суммарная мощность потерь в двигателе. Скорость вращения ротора ω двигателя, при определенной зависимости электромагнитного момента m(t) от времени, статической нагрузки m_c и определенном значении J момента инерции, приведенного к валу двигателя, связана основным уравнением движения:

$$\omega = \int_0^{T_n} \frac{m(t) - m_c}{J} dt \; .$$

Суммарные потери складываются из мощности потерь в меди статора и ротора двигателя и потерь [2] в стали Δp_c :

где
$$\Delta p = \frac{3}{2} (R_s i_s^2 + R_r i_r^2) + \Delta p_c,$$

$$\Delta p_c = Z \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \Psi_s^2 (p\omega)^{1.5},$$

здесь Ψ_s – модуль вектора потокосцепления статора, Z коэффициент, учитывающий свойства магнитной системы электрической машины. На основании испытаний на физической установки его значение выбрано из условий 10 – 12 % величины общих потерь при номинальной нагрузке и номинальной частоте вращения ω_n ротора двигателя.

Для анализа темпа поступления энергии в обмотки электрической машины удобно применить оценку T_{∂} интенсивности процессов электромеханического преобразования энергии, позволяющую оценить время переходного процесса при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя:

$$T_{\partial} = \frac{f(\varphi, \beta)}{\omega + F(\beta, \varphi)}.$$

Для анализа свойств работы электрической машины электропривода переменного тока, можно рассмотреть оценку энергетических η свойств и оценку эффективности использования напряжения U_0 , подводимого к обмоткам двигателя для функционирования электропривода в следующем виде:

$$\eta = \frac{\omega}{\omega + F(\beta, \phi)}; U_0 = \frac{U_{\min}}{U} = 2\sqrt{\frac{\omega}{f_u(\beta, \phi)}} .$$
(3.21)

Представленные выражения определены посредством функций $f(\varphi,\beta)$, $F(\varphi,\beta)$, $f_u(\varphi,\beta)$ энергетического состояния, устанавливающих связь силовых и энергетических характеристик электрической машины (3.7), (3.10) и (3.12). В качестве характеристик выступают: m – электромагнитный момент, P – мощность, подводимая к обмоткам двигателя, Δp - мощность потерь, $w_{_{3M}}$ – энергия магнитного поля, u – напряжение на обмотках статора электрической машины. Структурированная связь силовых и энергетических характеристик, посредством функций энергетического состояния, наглядно демонстрирует выражение энергии магнитного поля:

$$2w_{_{\mathcal{M}}} = mf(\varphi,\beta) = P\frac{f(\varphi,\beta)}{\omega + F(\varphi,\beta)} = \frac{u^2}{R}\frac{f(\varphi,\beta)}{f_u(\varphi,\beta)} = \Delta p\frac{f(\varphi,\beta)}{F(\varphi,\beta)},$$

где β – угол, определяющий положение вектора потокосцепления статора относительно тока ротора, ориентированного по продольной оси вращающейся системы координат. Функции энергетического состояния [104] определены следующим образом:

$$f(\beta,\varphi) = \frac{2w_{_{\mathcal{P}_{M}}}}{m} = \frac{1}{p(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)} \left(\frac{1}{\cos\varphi^{2}} + \frac{L_{r}L_{s}}{L_{m}^{2}\sin\beta^{2}} - 2 + 2\operatorname{tg}\varphi \operatorname{ctg}\beta \right);$$

$$F(\beta,\varphi) = \frac{\Delta p}{m} = \frac{1}{p(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)} \left(\frac{R_{s}}{L_{s}\cos^{2}\varphi} + \frac{R_{r}}{L_{m}^{2}}\frac{L_{s}}{\sin^{2}\beta} + ZL_{m}(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)^{2}(p\omega)^{1.5} \right)$$

$$f_{u}(\beta,\varphi) = \frac{u^{2}}{R}\frac{1}{m} = \frac{\operatorname{tg}\varphi^{2} + [1 + \omega T_{s}(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)]^{2}}{pT_{s}(\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi)}.$$
 (3.22)

Анализируя работу электропривода работающего по тому или иному закону управления с помощью введенных оценок $L_i(\beta, \varphi)$, становится возможным сопоставить работу электропривода различного типа в условиях существующих ограничений. Для оценки энергетической эффективности в переходных процессах и проверке двигателя по нагреву, помимо мгновенного значения $K\Pi Д$ (3.22) важно рассмотреть и интегральную оценку энергетической эффективности η_u :

$$\eta_u = \frac{\Delta w}{\Delta w + \Delta w_m}, \ \Delta w = \int_0^{T_n} m(t)\omega(t)dt, \qquad (3.23)$$

где Δw – энергия, отдаваемая исполнительному механизму для совершения механической работы и накопления кинетической энергии. На основании рассмотренных выражений (3.21), (3.22), в совокупности с интегральной оценкой эффективности затрат энергии в переходных процессах (3.23), разработан аналитический метод оценки работы электрической машины, позволяющий в первом приближении сравнить в одинаковых условиях работы эффективность применения того или иного закона управления при различных переходных процессах. Полагая, что условия охлаждения электрической машины известны, метод позволяет проверить работу двигателя по нагреву, с учетом потерь в стали, и перегрузке для механизмов с напряженными динамическими режимами работы. Алгоритм применения метода можно разделить на ряд следующих действий:

1. Сформировать требуемый переходной процесс в аналитическом виде, соответствующий стандартному виду графиков нагрузки, отражающих специфику нагрева и охлаждения двигателя, посредством выбора соответствующих коэффициентов [117].

2. Определить значение аргументов β и φ в зависимости от величины электромагнитного момента для исследуемого закона управления.

3. Подставив значения аргументов β и φ в функции энергетического состояния, при заданном изменении электромагнитного момента, следует аналитически определить их зависимость от времени.

4. Определить мгновенные значения требуемых величин силовых характеристик.

5. Найти мгновенную и интегральную величину выбранного показателя качества за время переходного процесса.

Рассмотрим применение этого метода для анализа энергетических характеристик синхронной машины с электромагнитным возбуждением при различных алгоритмах формирования электромагнитного момента электропривода:

- мощность $P_n = 19.6 [\kappa Bm], K\Pi \square = 0.81,$
- линейное напряжение $U_n = 380 \ [B]$,
- фазный номинальный ток $I_{\phi} = 36 [A]$,
- номинальный момент $m_{\mu} = 125 [H_{M}],$
- номинальная скорость N = 1500 [o6/muh],.
- число пар полюсов *p* = 2.
 Параметры электрической машины имеют следующие значения [18]:
- $L_m = 0.011 [\Gamma \mu]$ взаимная индуктивность,
- $L_r = 0.014 [\Gamma_H]$ полная индуктивность обмоток ротора,
- $L_s = 0.012 [\Gamma \mu]$ полная индуктивность обмоток статора,
- $R_r = 0.17$ [*Om*] активное сопротивление обмоток ротора,
- $R_s = 0.202 [OM]$ активное сопротивление обмоток статора.

Учитывая сухое трение, переходные процессы электропривода в условиях ограничения m_{ogr} электромагнитного момента представлены линейной зависимостью динамического момента $\Delta m(t)$ от времени:

$$\begin{split} \Delta m(t) &= m(t) - m_c = \begin{cases} kt \ "ecnu" \ 0 < t < t_m; \\ m_{ogr} - m_c \ "ecnu" \ t_m < t \ < T_n; \end{cases} \\ & \omega(t) = \begin{cases} \frac{k}{2J}t^2 \ "ecnu" \ 0 < t < t_m; \\ \frac{m_{ogr} - m_c}{J}(t - \frac{1}{2}t_m) \ "ecnu" \ t_m < t \ < T_n. \end{cases} \end{split}$$

Время переходного процесса рассматривается на двух интервалах:

$$t_m = \frac{m_{ogr} - m_c}{k};$$
 $T_n = \frac{t_m}{2} + \omega_n \frac{J}{m_{ogr} - m_c};$ $m_{ogr} = 2m_n$

 t_m – время выхода электромагнитного момента на ограничение; T_n – время окончания переходного процесса, определенно достижением скорости вращения ротора уровня ω_n номинальной величины; J - приведенный к валу двигателя момент инерции; величина нагрузки на валу двигателя выбрана постоянной и составляет 25% m_n . Интегральная величина мощности, отдаваемой исполнительному механизму на изменение кинетической энергии и совершение механической работы, представлена следующим образом:

$$\Delta w(t) = \int_{0}^{T_{n}} m(t)\omega(t)dt ,$$

$$\Delta w(t) = \begin{cases} \frac{k^{2}t^{4}}{8J} + \frac{m_{c}t^{3}k}{6J} & ecnu & 0 < t < t_{m}; \\ m_{ogr} \frac{(m_{ogr} - m_{c})}{J2} (t - \frac{1}{2}t_{m})^{2} & ecnu & t_{m} < t < T_{n}. \end{cases}$$
(3.24)

Полученные аналитические выражения, отражающие заданные показатели переходного процесса, иллюстрированы на рисунке 3.10. Изменяя ограничение и темп изменения электромагнитного момента, можно получить различные пере-

ходные процессы, требуемые для аналитического анализа энергетических свойств работы электропривода.

Алгоритм 1. $\psi = \text{const} = 0.9$; $\cos \varphi = 1$, алгоритм предварительно намагниченной магнитной системы двигателя.

Этот алгоритм управления [14], позволяет формировать электромагнитный момент в синхронном двигателе с электромагнитным возбуждением в условиях стабилизации модуля потокосцепления статора ψ и минимизации реактивной мощности, осуществляя предварительное намагничивание магнитной системы электрической машины. Векторная диаграмма работы двигателя приведена на рисунке 3.11. Совпадение вектора **E** и тока **I**, говорит о выполнении условий минимизации реактивной мощности. Основные компоненты вектора состояния электрической машины представлены в зависимости от электромагнитного момента посредством аргументов β , φ :

$$\varphi = 0, \quad m = \frac{3}{2} \frac{p \psi^2}{L_s} \operatorname{tg} \beta, \quad \beta = \operatorname{arctg} \frac{2}{3} \frac{m L_s}{p \psi^2}. \quad (3.25)$$
$$i = \sqrt{\frac{m}{L_s(\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)}}, \quad i_r = \frac{L_s}{L_m} \frac{1}{\sin(\beta)} \sqrt{\frac{m}{L_s(\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)}}.$$



Рисунок 3.10 – Заданное изменение электромагнитного момента *m* [Nm], соответствующее изменение угловой скорости вращения ротора ω [rad/c] и энергии Δw [J], отдаваемой исполнительному механизму



Рисунок 3.11 – Векторная диаграмма работы синхронного двигателя, при формировании электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора ψ = const и cos (φ) = 1



Рисунок 3.12 – Потери в двигателе $\Delta P[BT]$, интегральная величина тепловых $\Delta w_m(t)$ потерь [Дж] и интегральная величина коэффициента полезного действия $\eta_u(t)$ на интервале времени переходного процесса

Подставив значения аргументов β , φ в выражения функций энергетического состояния (3), можно получить их зависимость от времени для выбранного характера переходного процесса. Зависимость от времени второй функции $F(\beta, \varphi)$ энергетического состояния, учитывая потери в стали в заданном переходном процессе (при линейном изменении электромагнитного момента), представлена на каждом интервале времени:

$$F(t) = \begin{cases} "ecnu"0 < t < t_m; \\ \frac{2}{3}R_s \frac{kt + m_c}{p^2 \Psi^2} + \frac{3}{2}R_r \frac{\Psi^2}{L_m^2(kt + m_c)} + R_r \frac{2L_s^2(kt + m_c)}{3\Psi^2 p^2 L_m^2} + \frac{3}{2}\frac{Z}{(kt + m_c)} \frac{\Psi^2}{k} \frac{L_m}{L_s} (\frac{pk}{2J}t^2)^{1.5}; \\ ecnu"t_m < t < T; \\ \frac{4}{3}R_s \frac{m_n}{p^2 \Psi^2} + \frac{3}{4}R_r \frac{\Psi^2}{L_m^2 m_n} + \frac{4}{3}R_r \frac{L_s^2 m_n}{\Psi^2 p^2 L_m^2} + \frac{3}{4}Z \frac{\Psi^2}{m_n} \frac{L_m}{L_s} [p \frac{2m_n - m_c}{J} \left(t - \frac{t_m}{2}\right)]^{1.5}. \end{cases}$$

На основании (3.21), определено мгновенное значение *КПД*. Умножив полученное выражение на электромагнитный момент, определена мгновенная мощность тепловых потерь на каждом временном интервале переходного процесса:

$$\Delta p = m(t)F(t)$$

Интегрируя мощность тепловых потерь, учитывая потери в стали, в аналитическом виде определена интегральная величина потерь энергии Δw_m за время переходного процесса. В соответствии с (3.23) определена интегральная оценка η_u . Полученные выражения просты для интегрирования, но громоздки для записи, поэтому зависимые от времени процессы представлены в графическом виде. На рисунке 3.12 представлена интегральная величина Δw_m тепловых потерь и *КПД* (3.23) на каждом интервале переходного процесса η_u . В численном виде, эти показатели качества представлены следующим образом:

$$\Delta w_{m} = \begin{cases} 851[\mathcal{A}\mathcal{H}] & ecnu & 0 < t < t_{m}; \\ 7379[\mathcal{A}\mathcal{H}] & ecnu & 0 < t < T_{n}; \end{cases} \qquad \eta_{u} = \begin{cases} 0.506 & ecnu & 0 < t < t_{m}; \\ 0.73 & ecnu & 0 < t < T_{n}, \end{cases}$$



Рисунок 3.13 – Изменение функции энергетического состояния $f(\varphi, \beta)$, $F(\varphi, \beta)$ [1/сек] и $f_u(\varphi, \beta)$ [1/сек], за время переходного процесса



Рисунок 3.14 – Изменение во времени мощности тепловых потерь Др [Вт], требуемого напряжения *u* [В] и электромагнитного момента *m* [Нм]

позволяя оценить энергетическую эффективность работы электрической машины. В зависимости от поставленных задач, такую же процедуру можно выполнить для каждой функции энергетического состояния рассматриваемого закона управления, позволяя вычислить требуемые для рассмотрения компоненты вектора состояния и их интегральные величины за желаемое время переходного процесса. Функции энергетического состояния за время переходного процесса представлены на рисунке 3.13. Рисунок 3.14 иллюстрирует изменение за время переходного процесса напряжения, подводимого к обмоткам статора, мощности тепловых потерь, учитывая потери в стали, и электромагнитного момента, формирующего заданный переходной процесс. Поскольку изменение положения векторов линейно связано с величиной электромагнитного момента, а темп изменения электромагнитного момента существенно превышает темп изменения скорости вращения ротора, то значение оценки интенсивности электромеханического преобразования энергии T_{d} можно рассматривать как функцию скорости и времени. На рисунке 3.15 представлены мгновенные значения оценки интенсивности электромеханического преобразования энергии T_{d} [сек], оценки энергетических свойств η и оценки эффективности использования напряжения U₀, подводимого к обмоткам двигателя за время переходного процесса.

Алгоритм 2. Алгоритм управления обеспечивает минимизацию потерь в условиях минимума реактивной мощности $\cos(\varphi) = 1$, $\Psi(m) = \text{var} [7]$, без предварительного намагничивания.

Этот алгоритм управления, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, обеспечивает формирование электромагнитного момента двигателя при определенном положении вектора потокосцепления статора. Аргументы имеют следующие значения:

$$\varphi = 0; \beta = \arcsin\left(L_s \sqrt{\frac{R_r}{2R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right).$$

105



Рисунок 3.15 – Оценки *T_d* [*сек*], *η* и U₀ основных свойств работы электрической машины за время переходного процесса

Поскольку характер переходных процессов задает динамический момент, определенный разностью электромагнитного момента и нагрузки, то, при начальных условиях равных нулю, динамический момент равен нулю. В этом случае, на систему воздействует электромагнитный момент, сформированный посредством токов и потокосцепления, компенсируя влияние нагрузки.

$$\Psi = \sqrt{L_s \frac{2}{3p} \frac{m(t)}{\tan(\beta)}}; i = \sqrt{\frac{2}{3p} \frac{m(t)}{L_s}} \tan(\beta); i_r = \frac{L_s i}{L_m \sin(\beta)}$$

Функции энергетического состояния не зависят от электромагнитного момента. Выражение для второй функции $F(\varphi, \beta)$ [1/сек] рассматриваемого закона управления представлено в следующем виде:

$$F = \begin{cases} 2\frac{\sqrt{R_r^2 L_s^2 + R_s R_r L_m^2}}{pL_m^2} \left[1 + \frac{ZL_m^3}{pR_r L_s} \left(\frac{k}{2J} p\right)^{\frac{3}{2}} t^3 \right] "ecnu" \quad 0 < t < t_m; \\ 2\frac{\sqrt{R_r^2 L_s^2 + R_s R_r L_m^2}}{pL_m^2} \left[2\frac{\sqrt{R_r^2 L_s^2 + R_s R_r L_m^2}}{pL_m^2} \left[1 + \frac{ZL_m^3}{pR_r L_s} \left[\frac{m_n - mc}{J} p\left(t - \frac{1}{2}t_m\right) \right]^{\frac{3}{2}} \right] "ecnu" \quad t_m < t < T, \end{cases}$$

позволяя определить мгновенную мощность тепловых потерь и *КПД* в любой момент времени переходного процесса:

$$\Delta p = m(t)F(t); \eta = \frac{\omega(t)}{\omega(t) + F(t)}$$

Интегрируя выражение мощности тепловых потерь, учитывая потери в стали, интегральная величина потерь Δw энергии и η_u интегральная величина *КПД* за время переходного процесса представлены на рисунке 3.16, в совокупности с изменением во времени модуля вектора потокосцепления статора. В численном представлении эти показатели имеют следующие значения:



Рисунок 3.16 — Мгновенные значения потокосцепления статора $\Psi(t)$, интегральная величина Δw тепловых потерь и η_u на интервале переходного процесса.


Рисунок 3.17 – Изменения функций энергетического состояния $f(\varphi, \beta)$, $F(\varphi, \beta)$ [1/cek], $f_u(\varphi, \beta)$ [1/cek] за время переходного процесса.



Рисунок 3.18 – Изменение во времени мощности тепловых потерь Др [Вт], требуемого напряжения *и* [В], и электромагнитного момента *m* [Нм]



Рисунок 3.19. Мгновенные значения оценок T_{∂} [*сек*], η и U_{∂} основных свойств работы электрической машины за время переходного процесса

$$\Delta w_m = \begin{cases} 716.3 [\mathcal{Д}\mathcal{H}] & "ecnu" \quad 0 < t < t_m; \\ 1211 [\mathcal{I}\mathcal{H}\mathcal{H}] & "ecnu" \quad 0 < t < T; \end{cases} \eta_u = \begin{cases} 0.609 & "ecnu" \quad 0 < t < t_m; \\ 0.736 & "ecnu" \quad t_m < t < T. \end{cases}$$

Сравнивая алгоритмы управления в одинаковых условиях работы можно отметить, в системе без предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины тепловые потери снижены на 21 %. Интегральная оценка *КПД*, за время переходного процесса, повышена на 7%.

Сравнительные оценки работы электропривода при различных алгоритмах управления и одинаковых условиях работы достаточно полно характеризуют улучшение энергетических свойств в переходных процессах системы управления электроприводом без предварительного намагничивания двигателя.

Для анализа других характеристик, на рисунке 3.17 представлено изменение функций энергетического состояния выбранного закона управления во времени. В силу роста магнитных потерь наблюдается увеличение функции $F(\varphi,\beta)$. С ростом скорости вращения ротора отмечается и рост функции $f_u(\varphi,\beta)$. Рисунок 3.18 иллюстрирует изменение за время переходного процесса напряжения *u*, подводимого к обмоткам статора, мощности Δp тепловых потерь, учитывая потери в стали, и электромагнитного момента заданного переходного процесса. На основании функций энергетического состояния, на рисунке 3.19 представлены оценки основных свойств работы электрической машины. Помимо оценки η мгновенного значения *КПД*, несомненно, заслуживает внимание оценка *T* ∂ интенсивности процессов электромеханического преобразования энергии, позволяющая оценить величину мощности, требуемую для изменения электромагнитного момента с заданным темпом. Таким образом, метод позволяет сопоставить динамические и энергетические свойств работы электропривода различного типа при различных законах управления в условиях одинаковых ограничений источника питания.

3.3 Вывод по разделу

1. Определены аргументы ϕ , β , устанавливающие аналитическую зависимость между силовыми и энергетическими характеристиками электрической машины. В качестве характеристик выступают: электромагнитный момент, тепловые потери, энергия магнитного поля и напряжение, подводимое к обмоткам двигателя. Учитывая потери в стали и насыщение магнитной системы двигателя, связи силовых и энергетических характеристики, представлены в виде функций энергетического состояния. В линейной части характеристики намагничивания поверхность значений каждой функции энергетического состояния имеет ярко выраженный минимум. Минимум первой функции $f(\phi, \beta)$ определяет условия, при которых изменение электромагнитного момента с заданным темпом может осуществляться при минимальной мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Минимум второй функции $F(\phi, \beta, \omega)$ определяет условия, при которых тепловые потери в обмотках электрической машины имеют абсолютный минимум. Минимум третьей $f_{\mu}(\varphi,\beta)$ определяет условия, при которых к обмоткам двигателя можно подвести минимум напряжения, требуемого для передачи исполнительному механизму установленной мощности.

2. Применяя метод Эйлера – Лагранжа, определены условия минимизации мощности, подводимой к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом. Определено влияние функций энергетического состояния на процессы электромеханического преобразования энергии в электрической машине. Установлены показатели качества, позволяющие оценить темп процессов преобразования энергии и эффективность использования напряжения, подводимого к обмоткам электрической машины. 3. Определен экстремум связи аргументов, определяющих положение изображающих векторов и интенсивности процессов преобразования энергии. Посредством установленных закономерностей, разрешены противоречия энергетической эффективности и интенсивности процессов преобразования энергии в электрической машине.

4. Используя функции энергетического состояния, посредством двух аргументов, характеризующих положение векторов, структурированы аналитические связи основных показателей качества $L_i(\beta, \varphi) \in \Omega_m$; $i = \overline{1, n}$; n = 4, в области аргументов, где возможно сформировать электромагнитный момент, характеризующие такие свойства работы двигателя, как интенсивность процессов электромеханического преобразования энергии, энергетическую эффективность, эффективность использования мощности и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя.

5. Определено правило выбора решений многокритериальной оптимизации, в зависимости от характера технологической задачи и ее цели.

6. Установленное правило выбора условий многокритериальной оптимизации электрической машины позволяет формализовать требования к управлению, обязывающему эффективно использовать электрическую машину и источник питания для достижения цели управления.

7. Применяя функции энергетического состояния и структурные связи основных критериев качества, разработан метод оценки энергетической эффективности работы двигателя при различных законах управления, позволяющий на стадии проектирования сделать интегральные оценки качества при различных переходных режимах.

Метод удобен, как для сравнения энергетических свойств систем формирования электромагнитного момента различными способами в динамических и статических режимах работы, так и для оценки теплового состояния двигателя при выборе или проверки его по условиям нагрева и перегрузки. a) аналитически определить мгновенные значения токов, потокосцеплений, напряжений и мощности тепловых потерь, с учетом потерь в стали и насыщения двигателя, в переходных процессах, заданных желаемым изменением электромагнитного момента.

б) посредством функций энергетического состояния определить мгновенные оценки *КПД*, интенсивности процессов преобразования энергии и оценки эффективности используемого напряжения, пригодные для инженерных расчетов;

в) вычислить интегральную оценку энергии, отдаваемой исполнительному механизму и энергии, затрачиваемой на нагрев электрической машины за время переходного процесса.

г) сопоставить возможности разных типов электрических машин и законов управления в отношении интегральной оценки *КПД* в заданном переходном процессе.

По материалам третьей главы автором опубликованы следующие основные работы:

¹ Bochencov, B. The optimization of the work of the electric drives alternating current on vector criterion quality / IEEE IFOST 2008, Mechatronics and Automation /Yu. Filushov, B. Bochencov // 978-1-4244-2319-4/08 pp.406 – 408.

² Филюшов, Ю. П. Оптимальное управление тяговым электроприводом / Ю. П. Филюшов // Вестник транспорта Поволжья. – № 5 – сентябрь – октябрь – 2011. – С. 66 – 74.

³ Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление машиной переменного тока / Ю. П. Филюшов // Ползуновский вестник. – 2011. – № 2/1. – С. 45 – 51.

⁴ Филюшов, Ю. П. Многокритериальная оптимизация работы тягового электропривода переменного тока/ Вестник транспорта Поволжья – №6 ноябрь - декабрь – 2011. – С. 36 – 43.

⁵ Филюшов, Ю. П. Метод оптимального синтеза управляющих воздействий машины переменного тока // Ю. П. Филюшов // Электротехника. – 2012. – №8. – С.28 – 34.

⁶ G. Simakov, Yu. Filushov, V. Filushov. The formation of energy – efficient control of a high – speed AC electric drive // IEEE IFOST June 1-3, 2016. Robotics and control /05 pp. 217 – 219.

⁷ Филюшов, Ю. П. Связи основных свойств работы электрической машины / Ю. П. Филюшов, Л.В. Галицкая // Инновации в жизнь. ISSN № 227 – 6300, – 2 (17) 2016. – С. 23 – 30.

⁸ Филюшов, Ю. П. Анализ энергетических характеристик работы электропривода переменного тока в переходных режимах /Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Электротехника. – 2016. – № 12. – С. 34 – 37.

⁹ Симаков, Г. М. Управление быстродействующим электроприводом с синхронной машиной электромагнитного возбуждения / Г. М. Симаков, В. Ю. Филюшов, Ю. П. Филюшов // 17 научно – техническая конференция ЭППТ 2018 «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург, 2018. – С 40 – 44.

ГЛАВА 4 МЕТОД ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СИНТЕЗА УПРАВЛЕНИЯ МАШИНАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Наиболее общими требованиями к работе электропривода являются требования к динамическим и энергетическим свойствам. Эти свойства имеют противоречивый характер, что определяет два различных направления развития электропривода переменного тока.

Одно определяет энергоэффективное управление, обеспечивающее формирование электромагнитного момента при минимуме тока статора или минимуме суммарных потерь. Несмотря на несомненное достоинство, такие электроприводы не отличаются высоким быстродействием. Рост реактивной мощности снижает эффективность управления, не позволяя быстро парировать возмущения в условиях ограничения напряжения источника питания. Решения задач поиска экстремального управления [74] носят численный характер, рассматривая двигатель регулируемого электропривода В виде объектно-ориентированные модели, упрощающей применение численных процедур. При организации скалярного управления такой подход несет значительные искажения управления, не позволяя контролировать динамические процессы, требуя индивидуального подхода к каждой электрической машине. В тоже время формирование экстремального управление по одному критерию качества на упрощенной модели не позволяет определить другие критерии, оценки которых могут быть такими, что сформированное управление не может быть целесообразным.

Для высокодинамичных систем воспроизведения движения управление формируют при стабилизации потокосцепления. По аналогии с управлением машиной постоянного тока, законы управления быстродействующим электроприводом переменного тока определены концепцией управления при постоянном значении энергии магнитного поля, частным случаем которой и является формирование электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора, ротора, или потокосцепления в воздушном зазоре [92]. В таких системах управления, выполняя предварительное намагничивание электрической машины, нелинейность исключается, искусственно приводя многоканальный объект к виду одноканальной структуры. Несмотря на свое широкое применение, такие электропривода имеют существенные недостатки, к ним относятся: значительное снижение *КПД* и соs (ϕ) при отклонении нагрузки от номинальной величины, ясно видна ограниченность ресурсов по управлению и сложность достижения больших скоростей движения, необходимость предварительного намагничивания системы существенно снижает потребительские свойства всего электропривода в целом.

Вместе с тем, являясь энергосиловой установкой, быстродействующий электропривод должен наилучшим образом отвечать и энергетическим требованиям, предъявляемым к технологическим процессам.

Поиск решений наилучшим образом отвечающих динамическим и энергетическим требованиям к электроприводу требует применения выриационных методов. Известные методы синтеза оптимального управления [81], в силу сложности математического описания машины переменного тока и неоднозначности формальной части задачи управления, не нашли своего широкого применения в электроприводе.

Трудности выбора критерия оптимальности объясняются тем, что требования, предъявляемые к работе электропривода противоречивы, а сложность решения задачи управления зависит от сложности функционала. Если функционал отвечает большому количеству требований к работе электропривода, то аналитический синтез управляющих воздействий практически не возможен. Приходится констатировать, что работ, позволяющих инженерам практически использовать современные вариационные методы в электроприводе, единицы. Требование совершенствования и унификации электроприводов различного назначения вызывает необходимость новых исследований.

Несмотря на актуальность поиска энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом, эта задача до настоящего времени не разрешена.

Для ее решения, на основании исследований процессов электромеханического преобразования энергии, выдвинута концепция комплексного подхода к синтезу многомерного управления, доказательство которой позволило сформировать новую систему взглядов на комплексный подход синтеза управления машиной переменного тока. Первое концептуальное положение п.2.2 доказывает, состояния электрической машины может быть изменено за наименьшее время при формировании регулируемых переменных пропорционально и с одинаковым темпом. Второе концептуальное положение п.3.2 доказывает существование связей основных свойств работы электрической машины посредством аргументов, характеризующих положение векторов. На основании предлагаемой концепции разработана методология комплексного подхода к синтезу многомерного управления, способного энергоэффективно управлять быстродействующим электроприводом.

4.1 Постановка задачи управления обобщенной электрической машиной

Используя доказанные положения п.2.1, п.3.1, рассматривается методология комплексного подхода к синтезу многомерного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока различного типа. В основе методологии лежит идея управления, новизна и приоритет которого подтверждена патентом на изобретение № 2092967 РФ, Н 02 Р 21/00 (приложение В).

В отличие от известных способов, разработанный метод синтеза управления основан не на разделении процессов регулируемых переменных, а на их одновременном и пропорциональном изменении. Регулируя положение векторов в функции скорости вращения ротора или нагрузки, становится возможным наряду с формированием электромагнитного момента регулировать энергетические свойства электропривода переменного тока, учитывая нелинейность характеристики намагничивания и потери в стали. Выбор желаемых свойств электропривода по тем или иным критериям качества $L_i(\beta, \varphi)$ осуществляется с помощью функций энергетического состояния, аналитически связывающих силовые и энергетические характеристики между собой посредством аргументов β, φ п.3.1 (3.16), (3.18), (3.20). Задаваясь основной оценкой качества, такой подход позволит определить стратегию управления, обеспечивающего наилучшее значение всех других показателей в рамках установленных ограничений.

Задача управления формулируется следующим образом. Определить вектор управления U в функции регулируемых переменных принадлежащий замкнутой области Ω пространства⁵ Rⁿ допустимых управлений при ограничении полосы пропускания регулируемых переменных, обеспечивающий перевод из начального состояния электрической машины в состояние, определенное заданным значением электромагнитного момента т за минимальное время при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода. Под допустимым понимается все множество управлений u_i , посредством которых вможно сформировать заданные значения выходных величин в рамках установленных ограничений.

⁵ \mathbf{R}^{n} – следует не путать обозначение *n* мерного пространства множества значений и обзначение матрицы активных сопротивлений **R**.

Размерность n = 4 пространства \mathbf{R}^n определена числом каналов объекта управления. Решение задачи основано на анализе электромагнитных процессов формирования электромагнитного момента. Учитывая многообразие объектов, исследуется обобщенная электрическая машина. В качестве регулируемых переменных выступают потокосцепления, позволяя эффективно учесть насыщение магнитной системы электрической мащины различного типа. Для обобщенной электрической машины отношение потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания неизменно. Вектор потокосцепления представлен в зависимости от модуля потокосцепления статора ψ и положении векторов электрической машины заданном посредством матрицы **B**:

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{B}\boldsymbol{\psi}; \; \boldsymbol{\Psi}^{T} = \begin{vmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{d} & \boldsymbol{\Psi}_{q} & \boldsymbol{\Psi}_{rd} & \boldsymbol{\Psi}_{rq} \end{vmatrix}; \; \mathbf{B}^{T} = \begin{vmatrix} \boldsymbol{b}_{d} & \boldsymbol{b}_{q} & \boldsymbol{b}_{rd} & \boldsymbol{b}_{rq} \end{vmatrix}, \quad (4.1)$$

В - матрица взаимосвязанных коэффициентов отражающих соотношение регулируемых переменных посредством аргументов β , φ :

$$b_d = \cos(\beta); \ b_q = \sin(\beta); \ b_{rq} = \frac{L_m \sin(\beta)}{L_s};$$
$$b_{rd} = \frac{\cos(\beta)}{L_m L_s} \frac{[(L_r L_s - L_m^2) \operatorname{tg}(\beta)^2 + L_m^2 \operatorname{tg}(\beta) \operatorname{tg}(\varphi) + L_r L_s]}{(\operatorname{tg}(\beta) \operatorname{tg}(\varphi) + 1)}$$

Электромагнитный момент *т* нелинейно связан с регулируемыми переменными:

$$m = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d.$$

Определена нелинейная связь электромагнитного момента m и модуля вектора ψ потокосцепления статора:

$$m = \frac{\psi^2}{L_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\phi)]}; \ \psi = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}.$$
(4.2)

На основании (4.2) установлена связь регулируемых переменных и выходных величин посредством аргументов β и φ , характеризующих положение векторов:

$$\Psi = \mathbf{B}L_s \frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{\psi} m; \ \psi = L_s i \cos(\varphi) [\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)].$$
(4.3)

4.2 Формирование многомерного управления электрической машиной в функции регулируемых переменных

Поскольку скорость изменения электромагнитного момента существенно превышает темп изменения скорости вращения ротора ω двигателя, основное уравнение движения не рассматривается, приняв скорость ω в качестве медленно изменяющегося параметра. Такой подход, не искажая конечного результата, дает возможность уменьшить порядок дифференциальных уравнений, позволяя получить решение задачи управления в аналитическом виде. Математическое описание представлено дифференцальными уравнениями (3.1), описывающими состояние обобщенной электрической машины в системе вращающихся со скоростью ротора ω координат, ориентированной по току ротора:

U – вектор напряжения, подводимого к обмоткам двигателя в области **Ω** допустимого управления ограничен по модулю u_{ogr} в пространстве **R**^{*n*}, где n = 4 число каналов регулирования; **D** - матрица поворота; **R**, **L** – матрица сопротивлений и матрица индуктивностей; $L_{\sigma};L_{\sigma r}$ - индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора, $L_s; L_r$ – полные индуктивности обмоток статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора определяет отношение потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 . Для обобщенной электрической машины это отношение не меняется. Основной выходной величиной системы управления (4.4) является электромагнитный момент m (4.2), значение которого можно рассматривать в зависимости от переменных состояния статора или ротора:

$$m = \psi i \cos \varphi = \psi_r i_r \sin \beta_r$$
.

Пусть, посредством измерения токов, напряжений и угловой скорости вращения ротора двигателя, вектор регулируемых переменных Ψ вычисляются достаточно точно [24]. Приведение структуры управления электрической машиной к линейному виду осуществлено с помощью метода обратной модели синтеза управления многоканальным объектом с линеаризацией по выходу (Linearization by output injection). Для перехода к системе новых регулируемых переменных $\tilde{\Psi}$ уравнение (4.1) преобразовано:

$$\psi \widetilde{\mathbf{B}} \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = \psi \widetilde{\mathbf{B}}(\mathbf{V})\mathbf{\Psi} + \psi \widetilde{\mathbf{B}}U$$

Полоса пропускания контуров регулируемых переменных ограничена. В силу простого математического описания, рассматривается П - регулятор. Вектор напряжения организован в функции регулируемых переменных таким образом, чтобы в совокупности с обратными связями он отражал как задание U_{ref} для электромагнитного момента *m*, так и задание основных свойств $L_i(\beta, \varphi)$ электропривода посредством сформированной матрицы **B**_{ref}:

$$\mathbf{U} = -\mathbf{K}\mathbf{\Psi} + \mathbf{\Psi}_{ref}T_{z}^{-1}; \ \mathbf{\Psi}_{ref} = \mathbf{B}_{ref}\frac{L_{s}[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{\psi}U_{ref} .$$
(4.5)
$$\psi \widetilde{\mathbf{B}}\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt} = \psi \widetilde{\mathbf{B}}(\mathbf{V} - \mathbf{K})\mathbf{\Psi} + \widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{B}_{ref}\frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_{z}}L_{s}U_{ref} ,$$

$$\psi \widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{\Psi} = \widetilde{\mathbf{\Psi}} \ ; \ \widetilde{\mathbf{\Psi}}^{T} = \left|\mathbf{\Psi}_{d}^{2} \quad \mathbf{\Psi}_{q}^{2} \quad \mathbf{\Psi}_{rd}^{2} \quad \mathbf{\Psi}_{rq}^{2}\right|; \ \widetilde{\mathbf{B}} = \operatorname{diag}\{b_{d}, b_{q}, b_{rd}, b_{rq}\},$$

$$\frac{d\widetilde{\mathbf{\Psi}}}{dt} = 2(\mathbf{V} - \mathbf{K})\widetilde{\mathbf{\Psi}} + 2\widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{B}_{ref}\frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_{z}}L_{s}U_{ref} .$$

В результате система дифференциальных уравнений (4.4), при управлении (4.5) преобразована, где **К** – матрица коэффициентов регулятора размерности матрицы **V**. Основные свойства электропривода $L_i(\beta, \varphi)$ зависят от аргументов β и φ выбор которых, посредством функций энергетического состояния и оценок качества, рассмотрен в п.3.2 работы. Коэффициенты матрицы **B**_{ref}, определяют задание основных свойств электропривода, T_z^{-1} параметр регулятора, задает ограничение полосы пропускания регулируемых переменных.

Перейдя к системе новых регулируемых переменных, формальная часть задачи управления обобщенной электрической машиной представлена в следующем виде:

$$\frac{d\widetilde{\Psi}}{dt} = \mathbf{f}(\widetilde{\Psi}, \widetilde{\mathbf{B}}, U_{ref}) , \qquad (4.6)$$

где

$$\mathbf{f}(\widetilde{\mathbf{\Psi}}, \widetilde{\mathbf{B}}, U_{ref}) = 2(\mathbf{V} - \mathbf{K})\widetilde{\mathbf{\Psi}} + 2\widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{B}_{ref} \frac{\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi}{T_z} L_s U_{ref}; \ \widetilde{\mathbf{\Psi}}(0) = 0,$$

$$\widetilde{\mathbf{\Psi}}^T = \left| \Psi_d^2 \quad \Psi_q^2 \quad \Psi_{rd}^2 \quad \Psi_{rq}^2 \right|; \ \mathbf{B}_{ref} = \operatorname{diag}\{b_d, b_q, b_{rd}, b_{rq}\}; \ \widetilde{\mathbf{\Psi}}(t) \in \mathbf{R}^n,$$

$$U_{ref} \subset \mathbf{P}; \ \mathbf{P} \subset \mathbf{R}^1; \{\sum_{i=1}^n u_i^2 \leq u_{ogr}^2\} \subset \mathbf{\Omega}; \ i = \overline{\mathbf{1}, n}; \ \mathbf{U}(t) \subset \mathbf{\Omega} \ \forall \ t \in [t_0, t_1] \ \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^n,$$

$$m = \frac{\Psi^2}{L_s[\operatorname{ctg}\beta + \operatorname{tg}\varphi]}; \ T = \int_0^t dt \to \min; \ L_i(\beta, \varphi) \subset \mathbf{\Omega}(\beta, \varphi),$$

где *T* – критерий качества; $\tilde{\Psi}$ – вектор новых регулируемых переменные, $\tilde{\Psi}(0)$ – начальные условия, \tilde{B} – параметр управления характеристики которого следует определить; \mathbf{B}_{ref} – столбец постоянных коэффициентов, посредством аргументов β и φ , формирует задание энергетических свойств работы электрической машины; **V** – матрица, характеризует динамические свойства объекта; U_{ref} - сигнал задание электромагнитного момента *m*, ограниченный областью допустимых значений **P**; L_i (β , φ) – взаимосвязанные оценки качества в области Ω аргументов β и φ , где возможно сформировать электромагнитный момент.

Решение задачи быстродействия.

Используя метод Лагранжа в понтрягинской форме [3] следует определить характер изменения элементов матрицы $\tilde{\mathbf{B}}$ системы управления (4.5) и параметры матрицы \mathbf{K} регулятора управления, при котором состояния электрической машины будет изменяться за минимальное время в условиях формирования заданного U_{ref} электромагнитного момента m при одновременном регулировании показателей качества $L_i(\beta, \varphi)$ электропривода переменного тока, заданных на основании технических требований посредством матрицы \mathbf{B}_{ref} . Связь между оптимальным управлением, регулируемыми переменными и координатами вектора сопряженной системы определена посредством гамильтониана [18]. Поскольку рассматривается задача быстродействия (приложение Б), для ее решения применен гамильтониан быстродействия H системы (4.6):

$$H = \mathbf{S}^{\mathbf{T}} \mathbf{f}(\widetilde{\mathbf{\Psi}}, \widetilde{\mathbf{B}}, U_{ref}), \qquad (4.7)$$

где координаты вектора S сопряженной системы:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \widetilde{\mathbf{\Psi}}^T} = -2(\mathbf{V} - \mathbf{K})^T \mathbf{S}, \qquad (4.8)$$

имеют достаточно сложное решение:

$$\mathbf{S}(t) = e^{-2(\mathbf{V}-\mathbf{K})^T t} \mathbf{S}(0),$$

S(0) - начальное значение проекций вектора сопряженной системы. Условия максимума гамильтониана быстродействия (условия стационарности) определены двумя требованиями. Первое требование будет выполнено, если значения всех элементов матрицы $\tilde{\mathbf{B}}$ не будет изменяться во времени:

$$\frac{\partial H}{\partial \tilde{\mathbf{B}}} = 0, \qquad (4.9)$$

второе требование определено следующим равенством:

$$\frac{\partial H}{\partial U_{ref}} = 2\mathbf{S}^T \widetilde{\mathbf{B}} \mathbf{B}_{ref} \frac{L_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{T_z} = 0.$$
(4.10)

Если первое требование (4.9) выполняется, то положение векторов, характеризуемое аргументами β и φ , должно быть неизменным.

Условия (4.9), (4.10) определяют желаемую зависимость от времени проекций вектора сопряженной системы, которые должны изменяться пропорционально и с одинаковым темпом:

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{S}(0)e^{\frac{2t}{T_z}}; \ \frac{d\mathbf{S}}{dt} = \frac{2}{T_z}\mathbf{S} \ . \tag{4.11}$$

Для сопряженной системы (4.8) решение (4.11) может быть получено при выполнении равенства:

$$-(\mathbf{V}-\mathbf{K})=\mathbf{E}T_z^{-1}$$

на основании которого выбираются элементы матрицы К регулятора, отвечая условиям (4.9), (4.10) стационарности:

$$\mathbf{K} = \mathbf{E}T_{z}^{-1} + \mathbf{V}, \qquad (4.12)$$

где **E** – единичная матрица. Выбор коэффициентов (4.12) матрицы **K** регулятора управления (4.5) определяет решение основной системы, обеспечивая равное быстродействие замкнутых контуров регулируемых переменных. При начальных условиях равных нулю основной системы, регулируемые переменные изменяются пропорционально и с одинаковым темпом. В этих условиях положение векторов β и φ , как в статических, так и динамических режимах изменяться не будет и, аналогично п. 2.2 (2.17) и (2.18), будет соответствовать положению, заданному матрицей **B**_{ref}:

$$\beta = \text{const}; \varphi = \text{const}; \mathbf{\tilde{B}} = \text{const}; \mathbf{B} = \text{const} = \mathbf{B}_{ref}.$$

Выполнение условий (4.12) приводит систему уравнений (4.6) к следующему виду:

$$\frac{d\tilde{\Psi}}{dt} = -2\frac{\tilde{\Psi}}{T_z} + 2\tilde{\mathbf{B}}\mathbf{B}_{ref} \frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_z} L_s U_{ref}, \qquad (4.13)$$

решение этой системы представлено уравнениями:

$$\widetilde{\Psi}(t) = e^{-2tT_z^{-1}}\widetilde{\Psi}(0) + \int_0^t 2e^{2T_z^{-1}(t-\tau)}\widetilde{\mathbf{B}}\mathbf{B}_{ref} \frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_z} L_s u_{ref} d\tau.$$

В результате при начальных условиях равных нулю (не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины) определен модуль потокосцепления статора и проекции вектора потокосцеплений системы (4.4) управления (4.5):

$$\psi^{2}(t) = U_{ref} L_{s} [\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)] \left(1 - e^{-\frac{2t}{T_{s}}} \right);$$

$$\Psi(t) = \mathbf{B} \psi(t) = \mathbf{B} \sqrt{U_{ref} L_{s} [\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)] \left(1 - e^{-\frac{2t}{T_{z}}} \right)}$$

$$(4.14)$$

Решения (4.13) будут являться экстремалями, если существует нетривиальное решение сопряженной системы, при котором гамильтониан быстродействия имеет максимальное значение. Его максимальное значение не может быть больше единицы, что позволило определить начальные условия сопряженной системы (4.8):

$$\mathbf{S}(0) = \mathbf{E} \left(U_{ref} L_s \frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_z} (b_d + b_q + b_{rd} + b_{rq}) \right)^{-1}$$

Подставив решение основной (4.13) и сопряженной системы уравнений в функцию (4.7), выполнена проверка. В результате можно убедиться, что на всем временном диапазоне гамильтониан быстродействия постоянен и имеет максимальное значение:

$$H = -e^{\frac{2t}{T_z}} \left(1 - e^{\frac{-2t}{T_z}} \right) + e^{\frac{2t}{T_z}} = 1.$$

Выполненная проверка подтверждает, что перевод состояния электрической машины за минимальное время, в условиях установленных ограничений, возможен при пропорциональном изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом. Величина и характер изменения электромагнитного момента не зависит от изменения положения векторов и описывается следующим выражением:

$$m = U_{ref} \left(1 - e^{\frac{-2t}{T_z}} \right). \tag{4.15}$$

Задавая ограничение полосы пропускания регулируемых переменных параметром T_z , посредством определенного выбора коэффициентов матрицы **К** регулятора, изменение электромагнитного момента осуществляется по апериодическому закону (стандартно) (4.15), расширяя полосу пропускания выходной величины в два раза при заданном ограничении полосы пропускания контуров регулируемых переменных.

Не осуществляя предварительного намагничивания электрической машины в условиях ограничения полосы пропускания контуров регулируемых переменных, темп формирования электромагнитного момента в два раза выше системы приведенной к одноканальному виду, где выполнено предварительное намагничивание. Выполнение условий стационарности (пропорциональное изменение регулируемых переменных с одинаковым темпом) определяет форсирование управления сразу по двум каналам регулирования, при одинаковом ограничении модуля вектора напряжения статора, за счет чего и обеспечивается более быстрое изменение электромагнитного момента относительно одноканальной системы управления, что соответствует доказанным положениям п.2.

Каждому положению векторов, заданному матрицей **B**_{ref}, соответствует своя экстремаль. Существование множества экстремалей позволяет ввести дополнительные ограничения на многомерное управление, при оптимизации работы электрической машины. В качестве таких ограничений могут выступать режимы, не отвечающие заданным оценкам качества $L_i(\beta, \varphi)$. Выбор энергетически желаемых режимов работы осуществляется путем задания положения векторов посредством выбора коэффициентов матрицы В, демонстрируя наряду с формированием электромагнитного момента возможность регулировать энергетические свойства электрической машины. В работе [94] представлен частный случай реализации управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением. Сформированное управление обеспечивает наиболее быстрое изменение электромагнитного момента в рамках установленных ограничений. Разработанный метод назван методом комплексного подхода к синтезу многомерного управления электроприводом. На основании доказанных утверждений п.2, п.3, посредством применения вариационного анализа, разработанный метод синтеза позволяет формировать более эффективное управление, обеспечивающее наряду с апериодическим формированием электромагнитного момента регулирование энергетических свойства электропривода. Свойства работы электропривода характеризуются оценками различных критериев качества $L_i(\beta, \varphi)$. Выбор желаемых свойств осуществляется посредством установленного правила выбора решений многокритериальной оптимизации электропривода. Отличительной чертой рассматриваемого управления электроприводом является отсутствие предарительного намагничивания двигателя.

4.3 Основные положения применения метода последовательного синтеза многомерного управления электрической машиной

Применение *методологии комплексного подхода к синтезу многомерного управления* различными типами электрических машин предписывает следующие действия:

• с помощью установленной структуры связей оценок по различным критериям качества *L_i*(*β*, *φ*), учитывая нелинейность характеристики намагничивания, формализуются требования к управлению, обеспечивающему эффективно использовать возможности электрической машины;

• определяется нелинейная связь регулируемых и выходных величин электрической машины посредством аргументов, характеризующих положение векторов в системе рассматриваемых координат;

• на основании требований к электроприводу, посредством функций энергетического состояния *учитывающих потери в стали и насыщение магнитной системы* двигателя, определяется изменение аргументов в зависимости от скорости вращения ротора и отношения потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания, при которых система управления будет отвечать желаемым свойствам;

• применяя *структурно параметрический метод синтеза*, формируется управление, обеспечивающее желаемые свойства электропривода;

• определяются требования к ограничению полосы пропускания регулируемых переменных и уровень ограничения области допустимого управления;

• *синтезируются регуляторы* таким образом, чтобы быстродействие замкнутых контуров регулируемых переменных было одинаковым (выполнение условий стационарности).

Материалы по четвертой главе опубликованы автором в следующих работах:

¹ Филюшов, Ю. П. Синтез структуры управления синхронным двигателем в системе его физических переменных, обеспечивающий минимум реактивных потерь. Труды всероссийской научно-технической конференции /Ю. П. Филюшов // Иркутск – 1994. – С. 5 – 7.

² Филюшов, Ю. П. Линеаризация канала управления моментом синхронной машины, синтезируемого в системе физических координат, обеспечивающего минимум реактивных потерь. «Электроприводы переменного тока» /Ю. П. Филюшов // Екатеринбург. – 1995. – С. 148 – 151.

³ Филюшов, Ю. П. Управление синхронной машиной с электромагнитным возбуждением в условиях минимизации реактивной мощности. Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. /Ю. П. Филюшов // Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 1996. – С. 31 – 34.

⁴ Филюшов, Ю. П. Метод оптимального синтеза управляющих воздействий машины переменного тока //Ю. П. Филюшов // Электротехника. – 2012. – №8. – С.28 – 34.

⁵ Филюшов, Ю. П. Способ оптимального управления электрической машиной / Ю. П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 2. – С.54 – 58

⁶ Филюшов, Ю. П. Пат. 2092967 РФ, Н 02 Р 21 / 00. Электропривод с синхронным двигателем /Опубликовано 10. 10. 97 // Билл. изобрет. – 1997. – № 28. – Приоритет от 10. 10. 1997.

ГЛАВА 5 УПРАВЛЕНИЕ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ

В рамках методологии комплексного подхода к синтезу рассматривается стратегия формирвания алгоритмов управления различными типами синхронных машин (синхронной с электромагнитным возбуждением, возбуждением от постоянных магнитов явнополюсной и неявнополюсной) обеспечивающего наряду с формированием электромагнитного момента, регулирование основных свойств $L_i(\beta, \varphi) \in \Omega_m$ электропривода в области Ω_m аргументов β, φ , где возможно сформировать электромагнитный момент *m*. На рисунке 5.1 представлена иллюстрация синхронной машины с электромагнитным возбуждением мощностью 3[МВт].



Рисунок 5.1 – Синхронная машина

5.1 Постановка задачи управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением

Находя широкое применение в регулируемых электроприводах металлургической и металлообрабатывающей промышленности, где к технологическим процессам предъявляются высокие динамические и энергетические требования в условиях существенного изменения нагрузки, синхронные машины с электромагнитным возбуждением имеют определенные недостатки. Обмотка возбуждения машины средней мощности выполняется таким образом, чтобы минимизировать потери, существенно увеличивая ее инерционность. Поэтому быстро изменить ток возбуждения в условиях ограничения напряжения достаточно сложно, что и определило основной способ управления синхронной машиной при стабилизации тока ротора. Такое управление характеризуется существенным ростом реактивной мощности при увеличении нагрузки. Не эффективное использование мощности, подводимой к обмоткам двигателя при ограничении напряжения источника питания, не позволяет быстро изменять электромагнитный момент, снижает диапазон регулирования скорости в области высоких скоростей. Организация двухзонного управления в функции скорости вызывает определенные сложности, внося существенные нелинейности. Известно управление синхронной машиной при минимизации реактивной мощности в условиях стабилизации потокосцепления статора [15]. Желание повысить быстродействие электропривода таким путем не увенчалось успехом. Негативное действие реакции якоря не позволяет быстро регулировать электромагнитный момент, наводя в обмотке возбуждения значительное напряжение. Осуществляя предварительное намагничивание поддерживать потокосцепление на номинальном уровне, при различной нагрузке двигателя, энергетически не эффективно.

В этой главе рассматривается применение методологии комплексного подхода к синтезу многомерного управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением быстродействующего электропривода, обеспечивающего формирование электромагнитного момента при минимизации тепловых потерь ΔP в условиях одновременного регулирования реактивной мощности Q до своего минимального значения. Выбор таких требований к управлению обусловлен тем, что изменение электромагнитного момента при абсолютном минимуме тепловых потерь, характеризуется существенным изменением потокосцеплений и значительным ростом реактивной мощности, величину которой можно характеризовать показателем качества $\cos(\varphi)$, требуя увеличения ресурсов источника питания для быстрого изменения электромагнитного момента. Поэтому управление при минимуме реактивной мощности позволит более эффективно использовать мощность, подводимую к обмоткам двигателя.

Математическое описание представлено уравнениями, описывающими состояние синхронной машины с электромагнитным возбуждением в системе координат d q, ориентированной по току ротора $i_{rq} = 0$, $i_{rd} = i_r$, вращающейся со скоростью ротора ω :

$$\mathbf{U} = \mathbf{R}\mathbf{I} + \omega p \mathbf{D}\Psi + \frac{d\Psi}{dt}; \ \mathbf{L}\mathbf{I} = \Psi,$$
 (5.1)

$$\{\sum_{i=1}^{n} u_i^2 \le u_{ogr}^2\} \subset \mathbf{\Omega}; \ i = \overline{\mathbf{1}, n}; \mathbf{U} \subset \mathbf{\Omega} \quad \forall \quad t \in [t_0, t_1] \quad \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^n,$$
(5.2)

$$\mathbf{L} = \begin{vmatrix} L_{s} & 0 & L_{m} \\ 0 & L_{s} & 0 \\ L_{m} & 0 & L_{r} \end{vmatrix}; \quad \mathbf{R} = \begin{vmatrix} R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & R_{r} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{vmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ i_{r} \end{vmatrix}; \quad \Psi = \begin{vmatrix} \Psi_{d} \\ \Psi_{q} \\ \Psi_{rd} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$
$$\mathbf{I} = \mathbf{L}^{-1} \Psi ; \quad L_{s} = L_{m} + L_{\sigma} ; \quad L_{r} = L_{m} + L_{\sigma r} ; \quad L_{m} = \frac{\Psi_{0}}{I_{0}} ,$$
$$I_{0} = \sqrt{(i_{d} + i_{rd})^{2} + (i_{q} + i_{rq})^{2}} ; \quad \Psi_{0} = \sqrt{(\Psi_{d} - L_{\sigma} i_{d})^{2} + (\Psi_{q} - L_{\sigma} i_{q})^{2}} .$$
$$m = \frac{3}{2} p \Psi^{T} \mathbf{L}^{-1} \mathbf{D} \Psi ; \quad Q = 0; \quad \Delta P = \min; \quad T = \int_{0}^{t} dt \rightarrow \min; \quad m \in \mathbf{R}^{1} , \qquad (5.3)$$

где **L** – матриц индуктивностей; L_s , L_r – индуктивности обмоток статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора определяет отношение потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 ; L_σ ; $L_{\sigma r}$ - индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора,; **R** – матрица сопротивлений; R_s , R_r – активное сопротивление обмоток; **I** - вектор токов; **Ψ** – вектор потокосцеплений; t_0 и t_1 – начальный и конечный момент времени; **U** – вектор напряжений, ограниченный по модулю u_{ogr} в области допустимых управлений **Ω** пространства **R**ⁿ, где n = 3 число каналов регулирования; ω – скорость вращения ротора; p – число пар полюсов; **D** - матрица поворота; Q – реактивная мощность; m – электромагнитный момент; ΔP – тепловые потери в электроприводе; T - критерий оптимальности. Нелинейность характеристики намагничивания учитывается путем вычисления мгновенного отношения потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 .

Решение задачи основано на анализе процессов формирования электромагнитного момента, поэтому основное уравнение движения не рассматривается, полагая, что темп изменения электромагнитного момента существенно превышает темп изменения скорости двигателя. Это допущение, не искажая конечного результата, дает возможность уменьшить порядок уравнений и получить решение в аналитическом виде. В качестве регулируемых переменных выбраны потокосцепления статора и ротора. Вектор Ψ потокосцеплений, путем измерения токов, напряжений и угловой скорости вращения двигателя вычисляется точно [161-163]. Такой выбор позволит достаточно просто учесть нелинейность характеристики намагничивания при реализации управления, пологая, что путем вычисления отношения потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания, учитывется насыщение магнитной системы двигателя при формировании управления. Для аналитического решения, не усложняя задачи, потери в стали и нелинейность характеристики намагничивания не учитываются, полагая, что путем вычисления потокосцепления в воздушном зазоре и тока намагничивания, насыщение магнитной системы двигателя всегда можно учесть. В приложении Г рассмотрена модель системы управления, учитывающая насыщение магнитной системы двигателя. Рассматривая регулируемые переменные, система уравнения (5.1) преобразована:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \mathbf{V}\Psi + \mathbf{U} , \qquad (5.4)$$

где $V = -RL^{-1} - \omega pD$ - матрица, отражающая динамические свойства объекта управления. Структурная схема синхронной машины с электромагнитным возбуждением и током ротора ориентированным по продольной оси в системе вращающихся вместе с ротором координат *d*, *q* несколько отличается от обобщенной электрической машины, представленной на рисунке 3.2 третьей главы.

В развернутом виде структура синхронной машины с электромагнитным возбуждением иллюстрирована на рисунке 5.2. На рисунке 5.3 приведена векторная диаграмма синхронной машины с электромагнитным возбуждением. Углы β , β_r определяют положение векторов потокосцеплений статора и ротора относительно тока ротора, μ - угол, характеризует положение вектора тока статора относительно тока ротора, φ – угол, характеризует положение вектора электродвижущей силы *е* от потокосцепления статора относительно тока статора. Пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении обмоток двигателя, оценка $\cos(\varphi)$ не будет отличаться от стандартной оценки, обусловленной фазовым сдвигом основной гармоники напряжения питающей сети относительно синусоидального тока статора.



Рисунок 5.2 – Структурная схема синхронной машины с электромагнитным возбуждением в системе вращающихся координат *d*,*q*



Рисунок 5.3 – Векторная диаграмма синхронной машины

Ставится задача синтеза вектора многомерного управления, принадлежащего замкнутой области Ω пространства \mathbb{R}^n допустимых управлений, обеспечивающего перевод системы из начального состояния $\Psi(0)$ равного нулю в состояние, определенное заданным значением электромагнитного момента *m*, за минимальное время при одновременном регулировании тепловых потерь $\Delta P = \min$ до своего минимального значения в условиях Q = 0 минимума реактивной мощности. Под допустимым управлением понимается управление позволяющее сформировать предписанные значения всех выходных величин в условиях ограничения по модулю u_{og} вектора управления и заданном ограничении полосы пропускания регулируемых переменных. Ограничение мощности осуществляется путем ограничения задания электромагнитного момента в функции скорости вращения ротора.

Опираясь на *метод последовательного синтеза*, следует сформировать вектор многомерного управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента синхронной машины с электромагнитным возбуждением при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности. Рассмотрим формирование аргументов задания для многомерного управления синхронной машиной. На основании векторной диаграммы, приведенной на рисунке 5.3, определена связь модуля тока и потокосцепления статора:

$$\psi = L_s i \cos(\varphi) [\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)] = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}.$$

Установлена нелинейная связь регулируемых и выходных величин, электромагнитный момент (5.3) представлен в зависимости от квадрата модуля ψ потокосцепления статора:

$$m = p \frac{3}{2} \psi i \cos(\varphi) = p \frac{3}{2} \frac{\psi^2}{L_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}.$$
(5.5)

Для решения задачи многомерного управления определена связь вектора регулируемых и положении векторов электрической машины посредством матрицы **B**:

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{B} \boldsymbol{\psi} ; \; \boldsymbol{\Psi}^{T} = \begin{vmatrix} \Psi_{d} & \Psi_{q} & \Psi_{rd} \end{vmatrix}; \; \mathbf{B}^{T} = \begin{vmatrix} b_{d} & b_{q} & b_{rd} \end{vmatrix},$$

В - матрица взаимосвязанных коэффициентов, в соответствии с рисунком 5.3, отражающих положение векторов посредством аргументов β , φ :

$$b_d = \cos(\beta); \quad b_q = \sin(\beta);$$
$$b_{rd} = \frac{\cos(\beta)}{L_m L_s} \frac{\left[(L_r L_s - L_m^2) \operatorname{tg}(\beta)^2 + L_m^2 \operatorname{tg}(\beta) \operatorname{tg}(\varphi) + L_r L_s \right]}{(\operatorname{tg}(\beta) \operatorname{tg}(\varphi) + 1)}$$

Для формирования управления установлена связь регулируемых переменных и выходных величин посредством аргументов β , φ , характеризующих положение векторов:

$$\Psi = \frac{2}{3} \mathbf{B} \frac{[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{p \psi} L_s m.$$
 (5.6)

Задачей управления является формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании основных свойств $L_i(\beta, \varphi) \in \Omega_m$ электропривода, в качестве которых выступают требования минимизации тепловых потерь ΔP при минимуме реактивной мощности Q, характеризуемой оценкой⁶ $\cos(\varphi)$:

$$Q = \frac{3}{2}\omega p \Psi^{\mathrm{T}} \mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L}^{-1} \Psi = \omega p \frac{3}{2} \psi i \sin(\varphi) = 0 , \qquad (5.7)$$

где ψ и *i* являются модулями векторов потокосцепления и тока статора. На основани стратегии синтеза, в первую очередь следует определить значения аргументов β , φ , посредством которых формируется задание на управление, отвечающее требуемым свойствам электропривода. Заданием на регулирование реактивной мощности до минимума является значение аргумента $\varphi = 0$. Значение второго аргумента, доставляющего минимум потерь в условиях минимизации реактивной мощности (5.7), определено посредством функции энергетического состояния. Для этой цели мощность тепловых потерь ΔP :

$$\Delta P = \frac{3}{2} (R_s i^2 + R_r i_r^2),$$

представлена в зависимости от произведения электромагнитного момента и второй функции $F(\beta, \phi)$ энергетического состояния:

$$\frac{3}{2}(R_s i^2 + R_r i_r^2) = mF(\beta, \varphi) ;$$

$$F(\beta, \varphi) = \frac{\Delta P}{m} = \frac{1}{p[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]} (\frac{R_s}{L_s \cos(\varphi)^2} + \frac{R_r L_s}{L_m^2 \sin(\beta)^2}) , \qquad (5.8)$$

 $F(\beta, \varphi)$ – вторая функция энергетического состояния. В уравнении (5.8) следует учесть, что отношение потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания не является постоянной величиной. В силу нелинейности характеристики намагничивания, для каждого уровня насыщения функция (5.8) имеет свой минимум.

⁶ <u>оценка $\cos(\varphi)$ </u> - здесь угол φ рассматривается, как угол между вектором $\mathcal{ЭДC}$ от потокосцепления статора и вектором тока статора. Не следует путать с углом, обусловленным фазовым сдвигом основной гармоники напряжения питающей сети относительно синусоидального тока статора.

Для учета в полной мере насыщения магнитной системы двигателя и потерь в стали, в управление (5.1) следует вводить дополнительные связи в функции нагрузки и скорости⁷. Не усложняя задачи управления, рассмотрено аналитическое решение, учитывающее только потери в меди. Принятое допущение позволяет получить простое решение задачи управления в аналитическом виде. На рисунке 5.4 а) представлена поверхность значений этой функции $F(\beta, \varphi)$ в области аргументов, где возможно сформировать положительный электромагнитный момент. Условие минимума реактивной мощности синхронной машины определяет режим работы при максимальном значении $\cos(\varphi)$. Для минимизации потерь в меди при минимуме реактивной мощности, подставим значение угла $\varphi = 0$ в выражение (5.8). В этих условиях функция энергетического состояния зависит от одного аргумента β :

$$F(\beta) = \frac{\operatorname{tg}(\beta)}{p} \left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r L_s}{L_m^2 \sin(\beta)^2}\right).$$

На рисунке 5.4 б) представлена линия значений функции энергетического состояния в условиях минимума реактивной мощности. Значение аргумента β , где достигается этот минимум, определяет задание на минимизацию тепловых потерь. Таким образом, задание на желаемые энергетические свойства работы электропривода определено в виде двух аргументов β и φ :

$$\frac{\partial F(\beta)}{\partial \beta} = 0, \quad \beta = \arcsin(L_s \sqrt{\frac{R_r}{2R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}). \quad (5.9)$$

Исследование многомерного управления электроприводом осуществляется на примере синхронной машины с электромагнитным возбуждением [15], параметры приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Параметры синхронного двигателя средней мощности

$P_n[BT]$	<i>т</i> _{<i>n</i>} [Нм	;[]]	<i>i</i> _{<i>r</i>} [A]	η	Un[B	cos(φ	2 <i>p</i>	Lm	R_r [Ом	R_s [Om
]	$l_s[\mathbf{A}]$])		[Гн]]]
13500	86	58	45	0.9	380	0.8	4	0.011	0.14	0.11

⁷ Для учета потерь в стали следует использовать общее уравнение (3.10) п. 3.1. Учет нелинейности характеристики намагничивания рассмотрен на примере формирования управления асинхронной машиной общепромышленного применения в приложениях В, Г.



Поверхность значений функции энергетического состояния $F(\beta, \phi)$ синхронной машины с электромагнитным возбуждением

a)

б)



Линия значений функции энергетического состояния в условиях минимизации реактивной мощности

Рисунок 5.4 – Функция энергетического состояния, характеризующая тепловые потери в зависимости от электромагнитного момента синхронного двигателя

5.2 Применение метода последовательного синтеза многомерного управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением

Рассмотрим применение разработанного метода последовательного синтеза на примере многомерного управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением для высокодинамичных систем воспроизведения движения. Используя метод обратной модели для нелинейного многомерного объекта, вектор напряжения сформирован таким образом, чтобы в совокупности с обратными связями по регулируемым переменным (5.10), он отражал задание u_{ref} выходной величины (5.5) системы (5.1) и задание энергетических свойств (5.9) сформированное посредством функций энергетического состояния в виде задания аргументов βи φ. Аналогично п.4.2 (4.6), исключая нелинейную связь управления (5.10), левая и правая часть уравнения (5.4) умножена на скаляр ψ , являющийся модулем вектора потокосцепления статора. Методом обратной модели выполнено преобразование, приводя систему (5.4) к новым регулируемым переменным { $\mathbf{B} \psi^2$ }:

$$\mathbf{U} = -\mathbf{K}\boldsymbol{\Psi} + \frac{\boldsymbol{\Psi}_{ref}}{T_z},\tag{5.10}$$

$$\Psi_{ref} = \frac{2}{3} \mathbf{B}_{ref} \frac{[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{p \psi} L_s u_{ref}; \ \mathbf{B}_{ref}^{T} = \begin{vmatrix} b_{dref} & b_{qref} & b_{dref} \end{vmatrix},$$
$$\frac{d\{\mathbf{B}\psi^2\}}{dt} = \mathbf{f}(\{\mathbf{B}\psi^2\}, U_{ref}); \ m = \frac{3}{2} p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$$
(5.11)

где

$$\mathbf{f}(\{\mathbf{B}\psi^2\}U_{ref}) = 2(\mathbf{V} - \mathbf{K})\{\mathbf{B}\psi^2\} + \frac{4}{3}\mathbf{B}_{ref}\frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{pT_z}L_sU_{ref},$$

$$\{\sum_{i=1}^n u_i^2 \le u_{ogr}^2\} \subset \mathbf{\Omega}; \ i = \overline{\mathbf{1}, n}; \ \mathbf{U} \subset \mathbf{\Omega} \quad \forall \quad t \in [t_0, t_1] \quad \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^n ; n = 3,$$

$$\{\mathbf{B}\psi^2\}^T = \left|\psi\Psi_d \quad \psi\Psi_q \quad \psi\Psi_{rd}\right|; \mathbf{B}_{ref}^T = \left|b_{dref} \quad b_{qref} \quad b_{dref}\right|; \ b_{dref} = \cos(\beta),$$

$$b_{qref} = \sin(\beta); \ b_{rdref} = \frac{\cos(\beta)}{L_m L_s} \frac{[(L_r L_s - L_m^2)\operatorname{tg}(\beta)^2 + L_m^2 \operatorname{tg}(\beta)\operatorname{tg}(\varphi) + L_r L_s]}{(\operatorname{tg}(\beta)\operatorname{tg}(\varphi) + 1)},$$

$$\psi = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}; \ \{\mathbf{B}\psi^2\} \subset \mathbf{R}^n; \ \mathbf{B}_{ref} \subset \mathbf{R}^n; \ U_{ref} \subset \mathbf{P}_m, \ \mathbf{P}_m = \mathbf{R}^1; \ \{\mathbf{B}\psi^2\}(0) = 0,$$

$$\varphi = 0; \ \beta = \arcsin(L_s\sqrt{\frac{R_r}{2R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}; \ Q = 0; \ \Delta P = \min, \ J = \int_0^t dt \to \min,$$

где **К** - матрица коэффициентов П - регулятора размерностью, соответствующей размерности матрицы **V**; T_z^{-1} – параметр времени, определяет ограничение полосы пропускания контуров регулируемых переменных; J – критерий качества; {**B** ψ^2 }

– вектор новых регулируемых переменных; $\{\mathbf{B}\psi^2\}(0)$ - начальные условия; \mathbf{B}_{ref} – столбец постоянных коэффициентов, посредством аргументов β и φ формирует задание энергетических свойстве работы электрической машины; \mathbf{V} – матрица, характеризует динамические свойства объекта; u_{ref} - сигнал задание электромагнитного момента *m*, ограниченный областью допустимых значений \mathbf{P}_m ; \mathbf{U} – вектор напряжения; u_{ogr} – ограничение модуля вектора напряжения, подводимого к обмоткам двигателя, в области допустимых управлений.

Следует определить элементы матрицы **К** регулятора, при которых организованное управление (5.10) обеспечит изменение состояния электрической машины за минимальное время п.2.2 при формировании выходных величин в условиях ограничения полосы пропускания регулируемых переменных. Для ее решения установлена связь между управлением, регулируемыми переменными и вектором сопряженной системы [3] посредством гамильтониана быстродействия. Гамильтониан быстродействия динамической системы (5.11) рассматривается в следующем виде:

$$H = \mathbf{S}^{\mathbf{T}} \mathbf{f}(\{\mathbf{B}\psi^2\}, U_{ref}); \ \mathbf{S}^{\mathbf{T}} = \begin{vmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{vmatrix},$$
(5.12)

где S вектор сопряженной системы, решение которой зависит от элементов матрицы K, имеет довольно сложную зависимость во времени:

$$\mathbf{S}(t) = e^{-2(\mathbf{V} - \mathbf{K})^{\mathrm{T}}t} \mathbf{S}_{0}, \qquad (5.13)$$

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \{\mathbf{B}\psi^2\}^{\mathrm{T}}} = -2(\mathbf{V} - \mathbf{K})^{\mathrm{T}}\mathbf{S}.$$
(5.14)

Определены условия стационарности:

$$\frac{\partial H}{\partial u_{ref}} = \mathbf{S}^{\mathrm{T}} \mathbf{B} \frac{4}{3} \frac{L_s[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{T_z p} = 0.$$
(5.15)

Из (5.15) следует, изменение во времени проекций вектора сопряженной системы должно выполняться пропорционально и с одинаковым темпом. Требованиям (5.15) соответствуют решению сопряженной системы в следующем виде:

$$\mathbf{S}(t) = e^{2\mathbf{E}T_z^{-1}t}\mathbf{S}_0; \ \frac{d\mathbf{S}}{dt} = 2\mathbf{E}T_z^{-1}\mathbf{S}.$$
(5.16)

Система (5.14) будет иметь решение (5.16), при определенном выборе элементов матрицы К регулятора:

$$-(\mathbf{V} - \mathbf{K}) = \mathbf{E}T_{z}^{-1}; \ \mathbf{K} = \mathbf{E}T_{z}^{-1} + \mathbf{V}, \qquad (5.17)$$

где **E** - единичная матрица размерностью матрицы **V**. Выбор коэффициентов матрицы **K** регулятора (5.17) управления (5.10), обеспечивает равное быстродействие контуров регулируемых переменных основной системы (5.11):

$$\frac{d\{\mathbf{B}\psi^2\}}{dt} = -2\frac{\{\mathbf{B}\psi^2\}}{T_z} + 2\frac{2}{3}\mathbf{B}_{ref}\frac{[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{pT_z}L_s u_{ref}$$

При начальных условиях равных нулю основной системы уравнений, регулируемые переменные изменяются пропорционально и с одинаковым темпом. В этом случае положение векторов β и φ , как в статических, так и динамических режимах изменяться не будет и, аналогично п.2.2 (2.17) и (2.18), будут соответствовать положению заданному аргументами β и φ матрицы **B**_{ref}:

$$\beta = \text{const}; \ \varphi = \text{const}; \ \mathbf{B} = \text{const}_i = \mathbf{B}_{ref}.$$

При выполнении условий стационарности (5.17), общее решение (5.11), при заданных аргументах *β*, *φ*, представлено следующим образом:

$$\{\mathbf{B}\psi^{2}\}(t) = e^{-2t/Tz}\{\mathbf{B}\psi^{2}\}(0) + \int_{0}^{t} \frac{4}{3}e^{-\frac{2}{Tz}(t-\tau)}\mathbf{B}_{ref} \frac{[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{pT_{z}}L_{s}u_{ref}d\tau.$$
 (5.18)

Решение (5.18), при начальных условиях равных нулю (не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины), позволяет определить модуль потокосцепления статора и регулируемые переменные системы (5.1) управления (5.10):

$$\psi^{2}(t) = \frac{2}{3} \frac{u_{ref}}{p} L_{s}[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)](1 - e^{-\frac{2t}{T_{z}}});$$
$$\Psi(t) = \mathbf{B}\psi(t) = \mathbf{B}_{ref} \sqrt{U_{ref} L_{s}[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)] \left(1 - e^{-\frac{2t}{T_{z}}}\right)}.$$

На основании (5.18) получено решение для электромагнитного момента:

$$m(t) = u_{ref} \left(1 - e^{\frac{-2t}{T_z}}\right).$$
(5.19)

При выбранных элементах матрицы **К** регулятора, отвечающих условиям стационарности (5.17), в совокупности с решением сопряженной системы (5.16), уравнение (5.11) полностью отвечает гамильтоновой (канонической) форме уравнений. Общая структура управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением представлена на рисунке 5.5. Решения (5.18) будут являться экстремалями при существовании нетривиального решения сопряженной системы, при котором гамильтониан быстродействия имеет максимальное значение. Определив начальные условия сопряженной системы (5.14):

$$\mathbf{S}(0) = \mathbf{E} \left(U_{ref} L_s \frac{\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)}{T_z} (b_d + b_q + b_{rd}) \right)^{-1}$$

и подставив решения основной и сопряженной системы в функцию Гамильтона, можно убедиться, что полученные аналитические решения являются экстремалями, так как в любой момент времени гамильтониан быстродействия равен единице:

$$H(t) = -e^{\frac{2t}{T_z}} (1 - e^{\frac{-2t}{T_z}}) + e^{\frac{2t}{T_z}} = 1.$$

Из всего многообразия решений (5.1) управления (5.10), выполнение условий (5.17) обеспечит стационарность гамильтониана быстродействия. Таким образом, задавая желаемое быстродействие контуров регулируемых переменных, которое достигается посредством определенного выбора коэффициентов матрицы **К** регулятора, электромагнитный момент описывается апериодическим звеном первого порядка не зависимо от положения векторов.



При этом изменение состояния синхронной машины с электромагнитным возбуждением, в рамках установленных ограничений, осуществляется за минимальное время. Организованное управление, при ограничении полосы пропускания регулируемых переменных, обеспечивает формирование электромагнитного момента в два раза быстрее (5.19) относительно системы управления приведенной к одноканальному виду. На основании (5.18) получены аналитические решения для потокосцеплений и токов:

$$\Psi(t) = \mathbf{B}_{\sqrt{\frac{2}{3}}} \frac{u_{ref}}{p} L_{s}[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)](1 - e^{-\frac{2t}{T_{z}}}); \qquad (5.20)$$
$$\mathbf{I}(t) = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{B}_{\sqrt{\frac{2}{3}}} \frac{u_{ref}}{p} L_{s}[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)](1 - e^{-\frac{2t}{T_{z}}}).$$

Максимальное значение гамильтониана быстродействия не зависит от аргументов β , φ , поэтому каждому положению векторов, заданному матрицей **B**, соответствует своя экстремаль. Аргументы β , φ , определяют энергетические характеристики работы электрической машины. Выбор энергетически желаемого режима работы электропривода [110] осуществляется посредством функций энергетического состояния, с помощью взаимосвязанных коэффициентов матрицы **B**_{ref}. Такое решение дает возможность формировать электромагнитный момент при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода. Проведенные исследования показывают, при минимизации реактивной мощности нелинейность характеристики намагничивания на динамику процессов форирования электромагнитного момента практически не сказывается, что и позволило разрешить задачу управления в аналитическом виде.

Для проверки аналитического решения выполнено моделирование объекта (5.1) в системе вращающихся координатах d и q при управлении (5.10), обеспечивающем формирование электромагнитного момента m при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности. Ограничение модуля вектора напряжения по каналу статора и ротора выполнено на уровне U_{ϕ} = 311 [B]. На рисунке 5.6 и рисунке 5.7 представлены результаты моделирования.



Рисунок 5.6 — Изменения выходной величины m(t) и регулируемых переменных $\Psi(t)$ при отработке задания u_{ref} электромагнитного момента

Из представленных рисунков следует, при выполнении условий (5.17) электромагнитный момент изменяется в два раза быстрее управления, где осуществляется предварительное намагничивание двигателя. Полученные результаты достаточно хорошо совпадают с аналитическими решениями для потокосцеплений $\Psi(t)$ (5.21) и токов **I**(t), что подтверждает верность решения поставленной задачи управления. Для организации реверсивных режимов формирования выходной величины системы (5.1)? знак задания регулируемых переменных по продольной оси изменяться не должен:

$$\Psi_{ref} = \frac{2}{3} \frac{[\operatorname{ctg}(\beta) + \operatorname{tg}(\varphi)]}{T_z p \psi} L_s \begin{vmatrix} b_d | u_{ref} \\ b_q u_{ref} \\ b_r | u_{ref} \end{vmatrix}$$

При реверсе выходной величины в системе вращающихся координат d, q, результаты моделирования представлены на рисунке 5.8. Из рисунка следует, формирование электромагнитного момента соответствует уравнению (5.19). Фазовые траектории токов $\mathbf{I}(t)$ и потокосцеплений $\Psi(t)$ при смене сигнала задания выходной величины представлены на рисунке 5.9. Ортогональное положение фазовых траекторий (вектор тока сдвинут на угол $\pi/2$ относительно вектора потокосцеплений) говорит о том, что минимум задания реактивной мощности выполняется не только в статических, но и динамических режимах. При анализе фазных значений напряжения и тока, представленных на рисунке 5.10, хорошо видно, что при отработке задания на электромагнитный момент в разомкнутой по скорости системе одновременно регулируется и реактивная мощность, что хорошо просматривается по совпадению фазного тока и напряжения на рисунке. Апериодический характер формирования электромагнитного момента определяет прогнозируемость процессов управления и преемственность синтеза внешних контуров способами подчиненного регулирования систем воспроизведения движения, повышая точность регулирования.



Рисунок 5.7 – Изменение проекций вектора тока I(t) при отработке скачка задания u_{ref} электромагнитного момента



Рисунок 5.8– Реакция регулируемых переменных на изменение знака задания электромагнитного момента в системе вращающихся координат *d*, *q*


Рисунок 5.9 – Изменение регулируемых переменных на фазовой плоскости при реверсе задания электромагнитного момента



Рисунок 5.10 – Переходные процессы в разомкнутой по скорости системе управления синхронной машиной при формировании электромагнитного момента *m* = *m_H* в условиях одновременного регулирования реактивной мощности до своего минимального значения

5.3 Сравнение основных свойств работы синхронной машины при различных способах формирования электромагнитного момента

В этой части работы выполнено сравнение энергетических характеристик предварительно намагниченной синхронной машины с электромагнитным возбуждением при управлении, обеспечивающем формирование электромагнитного момента в условиях постоянного значения тока ротора и системы, в которой формирование электромагнитного момента осуществляется без предварительного намагничивания электрической машины (многомерное управление). Ограничение полосы пропускания регулируемых переменных одинаково для обеих структур управления. Сравнение выполнено в одинаковых условиях работы синхронной машины с электромагнитным возбуждением [64] общепромышленного применения средней мощности:

$$\begin{split} P_{HOM} &= 13.5[\kappa Bm], \ U_{\phi} = 220[B], \ \omega_n = 157[rad/c], \ m_n = 86[H_M], \\ \eta &= 0.9, \ \cos(\varphi) = 0.8, \ p = 2, \ R_s = 0.11[O_M], \ R_r = 0.14[O_M], \\ L_m &= 0.011[\Gamma_H], \ L_s = 0.014[\Gamma_H], \ L_r = 0.017[\Gamma_H], \ J = 0.13[\kappa cm^2]. \end{split}$$

На рисунке 5.2 представлена структурная схема двигателя в системе вращающихся координат. Параметры обмотки ротора приведены к обмоткам статора по каждой из осей, обеспечивая неизменность характера переходных процессов. Вектор управления организован в системе вращающихся координат d и q, ориентированной по току ротора $i_{rd} = i_r$, $i_{rq} = 0$ с П - регуляторами. Формирование электромагнитного момента осуществляется при стабилизации тока ротора (выполнено предварительное намагничивание магнитной системы электрической машины) следующим образом:

$$u_{q} = -k_{1}i_{q} + \omega p\Psi_{d} + \frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{T_{z}i_{rd}}\frac{L_{s}}{L_{m}};$$

$$u_{d} = -k_{2}i_{d} - \omega p\Psi_{q} + 0;$$

$$u_{r} = -k_{3}i_{rd} + \frac{i_{rref}}{T_{z}};$$

$$k_{1} = \frac{L_{s}}{T_{z}} - R_{s}; k_{2} = \frac{L_{s}}{T_{z}} - R_{s}.k_{3} = \frac{1}{T_{z}} - R_{r}$$
(5.21)

 i_{rref} – задание тока ротора; κ_1 , κ_2 , κ_3 – параметры Π - регулятора. Решение уравнений двигателя при управлении (5.21), с постоянной времени T_z , определяет апериодический характер изменения электромагнитного момента:

$$m(t) = u_{ref} (1 - e^{\frac{-t}{T_z}})$$
.

На рисунке 5.11 (а), иллюстрирована зависимость энергетических свойств η (*m*), $\cos(\varphi)$ (*m*) и модуля вектора напряжения U(m), подводимого к обмоткам двигателя от нагрузки, при номинальной скорости вращения ротора управления (5.21). Изменение электромагнитного момента двигателя осуществляется от нуля до значения 1.5 $m_n = 130$ [HM]. Из представленных характеристик следует, при неизменной скорости вращения ротора и стабилизации тока ротора максимальное значение *КПД* достигается при номинальной нагрузке. Ток ротора 50[А] выбран таким образом, чтобы модуль потокосцепления статора в номинальных режимах составлял $\psi = 0.95$ [B6]. В этом случае значение фазного напряжения будет соответствовать номинальной величине:

$$U_n = \sqrt{2}U_{dn} = 220\sqrt{2} = 311[B].$$

С ростом нагрузки наблюдается увеличение потокосцепления статора и реактивной мощности, что требует существенного увеличения фазного напряжения до величины 415 [B], которое ограничено номинальной величиной. Два других варианта формирования электромагнитного момента осуществляются без предварительного намагничивания. Многомерное управление сформировано методом последовательного синтеза, обеспечивая регулирование энергетических свойств, при линейной зависимости электромагнитного момента от *u*_{ref} задания:

$$\begin{split} u_{d} &= k_{d} \Psi_{d} - \omega p \,\Psi_{q} + k_{rd} \Psi_{rd} + \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi T_{z}} L_{s} [\frac{1}{\tan(\beta)} + \tan(\varphi)] b_{d}; \\ u_{q} &= k_{q} \Psi_{q} + \omega p \,\Psi_{d} + \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi T_{z}} L_{s} [\frac{1}{\tan(\beta)} + \tan(\varphi)] b_{q}; \\ u_{r} &= k_{dr} \Psi_{dq} + k_{r} \Psi_{rd} + \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi T_{z}} L_{s} [\frac{1}{\tan(\beta)} + \tan(\varphi)] b_{r}. \end{split}$$
(5.22)
$$\begin{split} \Psi &= \sqrt{\Psi_{d}^{2} + \Psi_{q}^{2}}; \end{split}$$

 $b_d, b_q, b_r, k_{rd}, k_{dr}, k_r, k_d, k_q$ – параметры задания и регуляторов:

$$b_{d} = \cos(\beta); \qquad b_{q} = \sin(\beta);$$

$$b_{r} = \frac{\sin(\beta)}{L_{s}L_{m}\tan(\beta)} \frac{(L_{s}L_{r} - L_{m}^{2})\tan(\beta)^{2} + L_{m}^{2}\tan(\varphi)\tan(\beta) + L_{s}L_{r}}{\tan(\varphi)\tan(\beta) + 1}$$

$$k_{d} = -\frac{L_{s}L_{r} - L_{m}^{2} - L_{r}R_{s}T_{z}}{T_{z}(L_{s}L_{r} - L_{m}^{2})}; \quad k_{q} = -\frac{1}{T_{z}} + \frac{R_{s}}{L_{s}};$$

$$k_{rd} = -\frac{L_m R_s}{L_s L_r - L_m^2}; \quad k_{dr} = -\frac{L_m R_r}{L_s L_r - L_m^2}; \quad k_r = \frac{L_s R_r}{L_s L_r - L_m^2} - \frac{1}{T_z}$$

Аналитическое решение уравнений двигателя, при управлении (5.22), определяет апериодический характер изменения электромагнитного момента в условиях ограничения полосы пропускания регулируемых переменных на уровне T_z , не зависимо от положения векторов:

$$m(t) = u_{ref} \left(1 - e^{\frac{-2t}{T_z}}\right)$$
.

На рисунке 5.11 (б) иллюстрирована зависимость энергетических характеристик от нагрузки управления (5.22), организованном без предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины.



Рисунок 5.11 – Зависимости $\eta(m)$, $\Psi(m)$, U(m) и $\beta(m)$ при номинальной скорости предварительно намагниченной синхронной машины и стабилизации тока ротора

(а) и без выполнения предварительного намагничивания двигателя (б)



Рисунок 5.12 – Зависимость $\eta(m)$, $\Psi(m)$, U(m) и $\beta(m)$ при номинальной скорости без предварительного намагничивания синхронной машины в условиях минимума реактивной мощности и минимизации тепловых по-

терь

Для первого варианта регулирование электромагнитного момента осуществляется в условиях абсолютного минимума тепловых потерь в электрической машине. Этот режим работы достигается путем задания энергетических свойств посредством определенного выбора аргументов β , φ управления (5.22), обеспечивая линейную зависимость электромагнитного момента от задания:

$$\varphi = \arcsin\left(L_s \sqrt{\frac{R_r}{R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right); \quad \beta = \arcsin\left(L_s \sqrt{\frac{R_r}{R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right).$$

Из рисунка 5.11 (б), следует, при формировании электромагнитного момента в условиях абсолютного минимума потерь и постоянной скорости вращения ротора ω_n , *КПД* не зависит от нагрузки и имеет наилучшее значение $\eta = 0.89$. На рисунке 5.12 представлены статические характеристики работы синхронной машины второго варианта управления, без предварительного намагничивания магнитной системы. Задание многомерного управления определяет формирование элетромагнитного момента при минимизации тепловых потерь в условия минимума реактивной мощности. Для реализации управления выбраны другие аргументы β , φ , обеспечивающие задание желаемых энергетических характеристик, определенных технологическими требованиями:

$$\varphi = 0, \quad \beta = \arcsin\left(L_s\sqrt{\frac{R_r}{2R_r L_s^2 + R_s L_m^2}}\right)$$

Выбор аргументов β , φ управления (5.22), обеспечивает формирование электромагнитного момента при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности. При выбранных аргументах, управление, без предварительного намагничивания электрической машины, осуществляется при *КПД* =0.82, что меньше *КПД* по сравнению с управлением (5.22), обеспечивающим минимум потерь в электрической машине. За счет минимизации реактивной мощности, наблюдается снижение потокосцепление статора на 35%. При небольшом снижении *КПД*, *ЭДС* двигателя существенно уменьшается, позволяя расширить диапазон регулирования скорости, увеличить возможность форсирования управления и повысить быстродействие системы (канала формирования электромагнитного момента) на 20 - 30 %. В отличие от управления при стабилизации тока ротора, рассмотренные законы обеспечивают управление при *КПД*, не зависящем от нагрузки, что позволяет говорить об улучшении интегральной оценки энергетической эффективности работы электропривода

Рассмотрим сравнительные оценки качества при одинаковых ограничениях для различных алгоритмов управления работы синхронной машины с электромагнитным возбуждением. Сравнение осуществляется путем численного решения дифференциальных уравнений, при подстановке соответствующего вектора управления (5.21) или (5.22) в основную систему уравнений (5.1). Ограничение модуля вектора напряжения U выбрано на уровне напряжения звена постоянного тока $U_d = 537$ [B], отвечающего амплитуде фазного напряжения:

$$U_{\phi} = 220\sqrt{2} = 311[B].$$

На рисунке 5.13 представлены зависимости m(t), $\Psi(t)$ и U(t), предварительно намагниченной системы формирования электромагнитного момента в условиях стабилизации тока ротора посредством управления (5.21). Задание электромагнитного момента сформировано номинальной величины, по окончании переходного процесса выполнен реверс задания. Из рисунка 5.13 следует, длительность формирования электромагнитного момента составляет около $4T_z$ [сек], что соответствует результатам аналитического решения. На рисунке 5.14 представлены значения фазного ток и фазного напряжение при стабилизации тока ротора. Наблюдается существенное отставание тока статора от напряжения, что говорит о неэффективном использовании мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Для анализа энергетических свойств работы электрической машины в переходных процессах, применена разработанная в главе 3 методика, позволяющая по заданному изменению электромагнитного момента сравнить основные свойства работы электрической машины.



Рисунок 5.13 – Переходные процессы m(t), $\Psi(t)$ и модуль вектора напряжения статораU(t) в предварительно намагниченной системе, при реверсе задания электромагнитного момента



Рисунок 5.14 – Процессы скорости, фазных значений тока *ia* (*t*) и напряжения *Ua*(*t*) предварительно намагниченной системы, при реверсе задания электромагнитного момента

Для устранения влияния нелинейности канала формирования электромагнитного момента (сухое трение), переходной процесс задан в виде линейного изменения динамического момента, при значении момента статического сопротивления *m_c*:

$$m_{c} = 0.1 m_{n}$$

За счет изменения электромагнитного момента до величины 1/2 m_n , осуществляется изменение скорости вращения ротора двигателя до номинальной ω_n величины. На рисунке 5.15 представлены параметры процесса формирования электромагнитного момента m(t), скорости вращения ротора $\omega(t)$ и энергии w(t), передаваемой исполнительному механизму, в заданном переходном процессе:

$$\omega = \int_0^T \frac{m(t) - m_c}{J} dt, \ \Delta w(t) = \int_0^T m(t) \omega(t) dt$$

В соответствии с разработанной методикой определена связь электромагнитного момента и аргументов β , φ для каждого алгоритма управления. При заданном характере изменения электромагнитного момента определена зависимость аргументов β , φ от времени при стабилизации тока ротора. Подставив значения аргументов в функции энергетического состояния, определены мгновенные значения *КПД* и мощности потерь в меди за время переходного процесса. На рисунке 5.16 представлена зависимость от времени энергии $\Delta w(t)$, отдаваемой механизму предварительно намагниченной синхронной машиной, энергии $\Delta w_m(t)$, затрачиваемой на нагрев двигателя в заданном переходном процессе (рисунок 5.15) и интегральной η_u оценки *КПД* при управлении 5.21 в условиях стабилизации тока ротора предварительно намагниченной электрической машины:

$$\Delta w_m(t) = \int_0^T \Delta p(t) dt, \ \eta_u = \frac{\Delta w}{\Delta w + \Delta w_m}$$

В численном виде, за время заданного переходного процесса *T* эти показатели качества, при стабилизации тока ротора, представлены следующим образом:

$$\Delta w_m = 1165 [\square m]; \eta_u = 0.635$$
.



Рисунок 5.15 – Изменение электромагнитного момента m(t), скорости вращения ротора $\omega(t)$ и энергии $\Delta w(t)$, передаваемой исполнительному механизму



Рисунок 5.16 – Интегральная оценка $K\Pi \square$, энергия $\Delta w(t)$, отдаваемая механизму предварительно намагниченной электрической машиной, и энергия $\Delta w_m(t)$, затрачиваемой на нагрев двигателя в заданном процессе



Рисунок 5.17 – Интегральная оценка $K\Pi Д$, энергия $\Delta w(t)$, отдаваемая механизму, и энергия $\Delta w_m(t)$, затрачиваемая на нагрев двигателя в процессе формирования электромагнитного момента при минимуме потерь без предварительного намагничивания электрической машины



Рисунок 5.18 – Интегральная оценка *КПД*, энергия *w*(*t*), отдаваемая механизму, и энергия $\Delta w(t)$, затрачиваемая на нагрев двигателя в процессе формирования электромагнитного момента при минимизации потерь в меди в условиях минимума реактивной мощности, без предварительно намагниченния электрической машины

При управлении (5.22), не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, на рисунке 5.17 представлена интегральная оценка *КПД*, энергия $\Delta w(t)$, отдаваемая исполнительному механизму и энергия $\Delta w_m(t)$, затрачиваемая на нагрев двигателя процесса изменения электромагнитного момента в условиях минимума потерь в меди. В численном виде, за время заданного переходного процесса *T*, интегральные оценки качества представлены следующим образом:

$$\Delta w_m = 630 [\mathcal{A}\mathcal{H}]$$
; $\eta_n = 0.765$.

На рисунке 5.18 показана интегральная оценка $K\Pi Д$, энергия $\Delta w(t)$, отдаваемая исполнительному механизму, энергия $\Delta w_m(t)$, затрачиваемая на нагрев двигателя при втором варианте управления (5.22), обеспечивающем формирование электромагнитного момента при минимуме потерь в условиях одновременного регулирования реактивной мощности до своего минимального значения. В численном виде интегральные оценки $K\Pi Д$ за время переходного процесса T, при минимизации потерь в меди в условиях минимума реактивной мощности, представлены следующим образом:

$$\Delta w_m = 115 \, \text{I}[\mathcal{A} \neq c]; \ \eta_u = 0.634$$

На рисунке 5.19 изображены переходные процессы изменения состояния электрической машины $\Psi(t)$ и U(t), при формировании электромагнитного момента m(t) замкнутой по регулируемым переменным системы управления (5.22), при одновременном задании энергетических характеристик, в качестве которых выступают условия минимизации тепловых потерь при минимуме реактивной мощности. Не осуществляя предварительного намагничивания, сформировано задание электромагнитного момента номинальной величины. Показаны переходные процессы при реверсе задания выходной величины.



Рисунок 5.19 – Переходные процессы *m*(*t*), *Ψ*(*t*) и *U*(*t*) при минимуме реактивной мощности в условиях минимизации тепловых потерь и скачке нагрузки до номинальной величины при реверсе задания момента, без выполнения предварительного намагничивания синхронной машины



Рисунок 5.20 – Фазный ток и фазное напряжение при формировании электромагнитного момента и одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения в условиях минимизации тепловых потерь без выполнения предварительного намагничивания магнитной системы двигателя



Рисунок 5.21 – а) зависимости *m*(*t*), *ω* (*t*) *u U*(*t*) при стабилизации тока ротора и задании скорости уровня *ω*_n, б) фазный ток и напряжение при стабилизации тока ротора синхронного двигателя



Рисунок 5.22 – а) зависимости *m*(*t*), ω (*t*) *u U*(*t*), при формировании электромагнитного момента в условиях минимума реактивной мощности и минимизации тепловых потерь системы без предварительного намагничивания, при задании скорости уровня ω_n , б) фазный ток и напряжение без выполнения предварительного намагничивания синхронного двигателя

При одинаковом ограничении модуля вектора напряжения на рисунке 5.22 хорошо видно, время формирования электромагнитного момента снижено в два раза по сравнению с рисунком 5.21 управления (5.21), что подтверждает верность полученных аналитических выражений. Рисунок 5.22 б) иллюстрирует изменение фазного тока *ia*, фазного напряжения *Ua* и скорости вращения ротора рассматриваемого процесса. Из представленного рисунка следует, совпадение тока и напряжения по фазе в переходных процессах, при организации управления (5.22), позволяет утверждать о формировании электромагнитного момента в условиях одновременного регулирования реактивной мощности до своего минимального значения соs $\varphi = 1$. Напряжение, подводимое к обмоткам машины, на (30 - 40) % меньше, что следует из рисунков 5.21 и 5.22.

Для анализа переходных процессов в замкнутой по скорости системе в структуру управления включен Π - регулятор скорости. Задание скорости $U_{r\omega}$, сформировано на уровне номинальной величины:

$$U_{r\omega} = \omega_n [rad/cek]$$
.

Задание электромагнитного момента U^{*ref*} представляет собой разность заданной и мгновенной скорости синхронной машины. Коэффициент усиления П - регулятора скорости $k_{\omega} = 10$. Введено ограничение величины задания электромагнитного момента с выхода регулятора скорости в виде неравенства:

$$U^{ref} = \begin{vmatrix} (U_{r\omega} - \omega) & k_{\omega} & \text{if } (U_{r\omega} - \omega)k_{\omega} \leq \frac{3}{2}m_n, \\ \frac{3}{2}m_n & \text{if } (U_{r\omega} - \omega)k_{\omega} > \frac{3}{2}m_n. \end{vmatrix}$$

Ограничение на данном уровне выбрано с целью более наглядного представления динамических процессов. В качестве регуляторов тока применены Π – регуляторы по всем каналам регулирования. Из рисунков 5.21 и 5.22 следует, при формировании электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности (5.22), модуль фазного напряжения обмоток статора меньше на 35%, а величина модуля тока меньше на 18%, чем при управлении (5.21) в условиях стабилизации тока ротора. При управлении (5.21), в условиях одинаковых ограничений по напряжению, время формирования электромагнитного момента в два раза больше, что подтверждает высокое быстродействие канала формирование электромагнитного момента, при управлении (5.22), без предварительного намагничивания магнитной системы двигателя.

5.4 Вывод по результатам анализа управлений синхронной машиной с электромагнитным возбуждением

Представлено применение метода комплексного подхода к синтезу многомерного управления синхронной машиной электромагнитного возбуждения без выполнения предварительного намагничивания магнитной системы двигателя. Исследованы оценки эффективности работы различных структур управления.

Проведенные исследования показывают, при всех равных условиях управление обеспечивающее формирование электромагнитного момента в условиях стабилизации тока ротора предварительно намагниченной магнитной системы электрической машины существенно менее эффективно управления, где предварительное намагничивание не осуществляется. Время формирования электромагнитного момента без предварительного намагничивания электрической машины управления (5.22), при одинаковом ограничении полосы пропускания регулируемых переменных, в два раза меньше относительно одноканальной системы (5.21) в условиях ограничения модуля фазного напряжения статора на уровне 311 [B]. Поскольку ограничение одинаково для всех каналов управлений, высокое быстродействие не намагниченной системы объясняется форсированием управления не по одному каналу, а сразу по всем каналам регулирования обеспечивая линейную зависимость электромагнитного момента от задания. Сравнивая процессы предварительно намагниченного двигателя при нагрузке 1.5 m_n, с процессами при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности, где предварительное намагничивание двигателя не выполняется, из рисунков 5.14 и 5.20 хорошо видно, что модуль фазного напряжения на обмотках статора больше на 35%, а величина модуля тока статора больще на 18%.

Полученные результаты позволяют говорить о возможности регулирования энергетических свойств быстродействующего электропривода без осуществления предварительного намагничивания магнитной системы синхронной машины. При формировании электромагнитного момента в условиях минимума потерь без предварительного намагничивания двигателя, наблюдается существенное снижение затрат энергии за время переходного процесса по сравнению с предварительно имагниченной системой. Энергия, затрачиваемая на нагрев двигателя в силу отсутствия предварительного намагничивания магничивания магнитной системы, снижена на 26.8 %. Интегральная оценка *КПД* в переходных режимах за время формирования электромагнитного момента и соответствующем изменении скорости вращения ротора улучшена на 8 %.

При установленных ограничениях напряжения в одноканальной структуре управления все возможности быстрого изменения электромагнитного момента исчерпаны. Полученные результаты позволяют утверждать, что высокие показатели качества могут быть достигнуты средствами электропривода за счет отхода от традиционного управления, требующего предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины. Формирование электромагнитного момента синхронной машины с электромагнитным возбуждением должно осуществляться при одновременном регулировании энергетических свойств, не зависимо от нагрузки. Быстрое изменение электромагнитного момента достигается за счет форсирования управления сразу по всем каналам регулирования, а не по одному каналу управления как в предварительно намагниченной системе приведенной к одноканальному виду. Аппериодический характер формирования электромагнитного момента определяет прогнозируемость процессов управления и преемственность синтеза внешних контуров способами подчиненного регулирования.

162

5.5 Применение метода последовательного синтеза для управления неявнополюсной синхронной машиной с постоянными магнитами

Рассмотрим применение метода последовательного синтеза для формирования многомерного управления синхронной машиной с постоянными магнитами. Математическое описание двигателя представлено в системе неподвижных координат α , β :

$$\frac{\mathbf{d}\Psi_{\alpha\beta}}{\mathbf{d}t} = -\mathbf{R}\mathbf{I}_{\alpha\beta} + \mathbf{U}_{\alpha\beta}$$

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ 0 \end{vmatrix}; \Psi_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \\ 0 \end{vmatrix}; \mathbf{I}_{\alpha\beta} = \begin{vmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ 0 \end{vmatrix}; \mathbf{R} = \begin{vmatrix} R_{s} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix};$$
(5.23)

 $\Psi_{\alpha\beta}$, $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$, $\mathbf{U}_{\alpha\beta}$ - векторы потокосцепления, тока и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя в системе неподвижных координат α,β ; ω , p - скорость вращения ротора и число пар полюсов; R_s - активное сопротивление обмоток машины. Проекции вектора $\Psi_{\alpha\beta}$ потокосцепления в системе неподвижных координат:

$$\psi_{\alpha} = (L_{cp} + L_{p} \cos (2\gamma) + L\sigma)i_{\alpha} + L_{p} \sin (2\gamma)i_{\beta} + K_{0}\psi_{0} \cos (\gamma);$$

$$\psi_{\beta} = L_{p} \sin (2\gamma)i_{\alpha} + (L_{cp} - L_{p} \cos (2\gamma) + L\sigma)i_{\beta} + K_{0}\psi_{0} \sin (\gamma);$$

$$L_{d} = L_{md} + L_{\sigma}; L_{q} = L_{mq} + L_{\sigma}; L_{cp} = \frac{L_{mq} + L_{md}}{2}; L_{p} = \frac{L_{mq} - L_{md}}{2},$$

можно преобразовать[22]:

$$\psi_a = K_0 \Psi_0 \cos\gamma + (L_d \cos^2 \gamma + L_q \sin^2 \gamma) i_\alpha + (L_d - L_q) i_\beta \cos\gamma \sin\gamma;$$

$$\psi_\beta = K_0 \Psi_0 \sin\gamma + (L_q \cos^2 \gamma + L_d \sin^2 \gamma) i_\beta + (L_d - L_q) i_\alpha \cos\gamma \sin\gamma.$$

где, Ψ_0 - магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами; K_0 - коэффициент приведения магнитного потока ротора к потокосцеплению обмотки статора; L_{md} , L_{mq} - главные индуктивности обмоток при совпадении продольной и поперечной оси ротора с осью симметрии обмотки статора; L_{σ} - индуктивность рассеивания обмотки статора; γ - электрический угол между осью симметрии обмотки " α " статора машины и продольной осью ротора:

$$\gamma = \gamma_0 + \int_0^\tau p \, \omega d\tau \,,$$

_{*γ*₀} - начальный электрический угол. В электроприводе используются как явнополюсные синхронные машины:

$$L_{mq} > L_{md} ,$$

$$L_{mq} = L_{md} = L_m .$$

так и неявнополюсные:

Для неявнополюсной синхронной машины взаимосвязь токов и потокосцеплений существенно проще:

$$\psi_{\alpha} = L_s i_{\alpha} + K_0 \Psi_0 \cos(\gamma) ,$$

$$\psi_{\beta} = L_s i_{\beta} + K_0 \Psi_0 \sin(\gamma) .$$

Модуль вектора потокосцепления статора представлен в следующем виде:

$$\psi = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2} \,.$$

Чтобы избежать трансцендентных уравнений, которые неизбежно возникают при анализе и формировании процессов в системе неподвижных координат, уравнения для цепи статора преобразованы путем умножения на матрицу прямого преобразования **A**:

$$A = \begin{vmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 0 \\ -\sin(\gamma & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

 γ - электрический угол поворота системы рассматриваемых координат. В результате уравнения Кирхгофа (5.23) рассматриваются в системе вращающихся координат *d* и *q*:

$$\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} = -\mathbf{R}\mathbf{I} - p\,\omega\mathbf{D}\Psi + \mathbf{U}\,;\tag{5.24}$$

$$\Psi = \begin{vmatrix} \psi_{d} \\ \psi_{q} \\ k_{0}\Psi_{0} \end{vmatrix}; \mathbf{I} = \begin{vmatrix} i_{d} \\ i_{q} \\ k_{0}\Psi_{0} \\ \hline L_{md} \end{vmatrix}; \mathbf{U} = \begin{vmatrix} u_{d} \\ u_{q} \\ 0 \end{vmatrix}; \mathbf{L} = \begin{vmatrix} L_{d} & 0 & L_{md} \\ 0 & L_{q} & 0 \\ 0 & 0 & L_{md} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{D} = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

1

Ψ, **I**, **U** - вектора потокосцепления, тока и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя в системе вращающихся координат *d*, *q*; **D** – матрица поворота. Взаимо-связь токов и потокосцеплений определена следующим выражением:

 $\Psi = \mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} ,$ $\mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$

Электромагнитный момент получен из уравнений баланса мощностей:

$$m = \frac{3}{2} p \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi} . \qquad (5.25)$$

Основное уравнение движения представлено следующим образом:

$$J_n \frac{d\omega}{dt} + m_c = m \; .$$

 J_n - приведенное значение момента инерции; m_c – момент статического сопротивления. Структурная схема синхронной машины с постоянными магнитами изображена на рисунке 5.23 а). Векторная диаграмма иллюстрирована на рисунке 5.23 б). Здесь β - угол между вектором потокосцепления статора и продольной осью *d*. Для управления *СДПМ* распространение получили структуры, обеспечивающие формирование электромагнитного момента током статора, ориентированным по поперечной оси в системе вращающихся координат *d* и *q* [5, 14, 119]:

$$i_d = 0, i_q = i$$

Управление током по поперечной оси, при постоянном продольном потоке $K_0 \Psi_0$ создаваемом постоянными магнитами позволяет изменять электромагнитный момент неявнополюсного двигателя пропорционально изменению тока статора *i*:

$$m = \frac{3}{2} p K_0 \Psi_0 i \quad . \tag{5.26}$$

где



а) Структурная схема синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в системе вращающихся координат *d.q*



б) Векторная диаграмма синхронного двигателя с постоянными магнитами при формировании электромагнитного момента током, ориентированным по поперечной оси *q*

Рисунок 5.23 – Структурная схема и векторная диаграмма синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов

С ростом электромагнитного момента растет модуль потокосцепления статора ψ и потокосцепления в воздушном зазоре ψ_{s} СДПМ [17]:

$$\psi = \sqrt{K_0^2 \Psi_0^2 + L_s^2 i^2};$$

$$\psi = K_0 \psi_0 \sqrt{1 + \frac{4}{9} \frac{L_s^2}{p^2} \frac{m^2}{K_0^4 \Psi_0^4}}; \ \psi_\delta = K_0 \psi_0 \sqrt{1 + \frac{4}{9} \frac{L_{mq}^2}{p^2} \frac{m^2}{K_0^4 \Psi_0^4}}$$

Несмотря на свое широкое применение, такое управление имеет ряд недостатков: с ростом нагрузки увеличивается реактивная мощность, магнитная система *СДПМ* насыщается, в результате крутизна характеристики намагничивания становится меньше, что ведет к нелинейной зависимости электромагнитного момента от тока статора. Модуль вектора напряжения возрастает, ухудшая использование электрической машины по напряжению из-за роста реактивной составляющей мощности характеризуемой показателем качества $\cos \varphi$. Пренебрегая падением напряжения на активном сопротивлении, эта оценка не будет отличаться от стандартной оценки $\cos \varphi$ энергетических свойств:

$$\cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{9} \frac{L_s^2}{p^2} \frac{m^2}{K_0^4 \Psi_0^4}}}$$

При увеличении электромагнитного момента модуль вектора напряжения, требуемого для функционирования электрической машины, растет:

$$u = \sqrt{\frac{4}{9} \frac{R_s^2}{p^2}} m^2 + \frac{4}{3} R_s \omega m + p^2 \omega^2 \psi^2 . \qquad (5.27)$$

Зависимость тока, потокосцепления и напряжения статора от величины потока, создаваемого постоянными магнитами, при различных значениях нагрузки определена из векторной диаграммы на рисунке 5.23 б). При увеличении нагрузки, в силу роста аргумента β , наблюдается значительное отставание вектором тока статора от вектора напряжения.

$$\beta = \operatorname{arctg}\left(\frac{2}{3p} \frac{L_s m}{K_0^2 \Psi_0^2}\right); \qquad \beta = \varphi,$$

$$i = \frac{K_0 \Psi_0}{L_s} \operatorname{tg} \varphi; \qquad \psi = \frac{K_0 \Psi_0}{\cos\varphi},$$

$$u = \omega p K_0 \Psi_0 \sqrt{1 + \left[\frac{\operatorname{tan}(\varphi)}{\omega p} \left(\frac{R_s}{L_s} + \omega p\right)\right]^2}.$$
(5.28)

На рисунке 5.24 изображен элемент конструкция ротора с постоянными магнитами синхронного двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением. При моделировании системы управляемой током электрической машины по поперечной оси (рисунок 5.25) хорошо видно отставание фазного тока статора от фазного напряжения. Имея достаточно простое управление, в такой структуре весьма сложно регулировать потокосцепление, обеспечивая желаемые энергетические свойства. При росте реактивной мощности и ограничении напряжения источника питания сложно расширить диапазон регулирования в области высоких скоростей и повысить быстродействие системы за счет дополнительного форсирования управления.

Решение таких задач возможно при минимизации реактивной мощности. Поэтому задача формирования управления при одновременном регулировании реактивной мощности является актуальной для управления *СДПМ* быстродействующего электропривода. Для этой цели удобно применить разработаннй метод последовательного синтеза. За счет снижения реактивной мощности уменьшается полная мощность, подводимая к обмоткам двигателя, уменьшая требуемое напряжение на обмотках статора, что позволяет увеличить диапазон регулирования скорости и повысить быстродействие электропривода в условиях одинаковых ограничений.



Рисунок 5.24 – Постоянные магниты синхронного двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением



Рисунок 5.25 – Угловая скорость вращения ротора, фазные значения тока и напряжения, при формировании электромагнитного момента током, ориентированным по поперечной оси *q*

Рассмотрим условия управления *СДПМ*, при которых реактивная мощность *Q* минимальна:

$$Q = p \frac{3}{2} \omega (\psi_d i_d + \psi_q i_q) = p \omega \frac{3}{2} \psi i \sin(\varphi) = 0; \cos(\varphi) = 1, \quad (5.29)$$

где угол φ характеризует положение вектора *ЭДС* от потокосцепления статора относительно тока статора. Для аналитического решения задачи управления в качестве регулируемых переменных рассматриваются токи. Выходными величинами являются электромагнитной момент и реактивная мощность, характеризуемая показателем качества $\cos(\varphi)$. В соответствии с методом последовательного синтеза, определена взаимосвязь регулируемых и выходных величин:

$$\mathbf{I} = \mathbf{B} \frac{m}{\psi \cos(\varphi)}; \quad \mathbf{B} = \frac{2}{3p} \begin{vmatrix} \cos(\mu) \\ \sin(\mu) \\ 0 \end{vmatrix} = \frac{2}{3p} \begin{vmatrix} -\sin(\beta - \varphi) \\ \cos(\beta - \varphi) \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Задание на минимизацию реактивной мощности сформировано посредством задания угла $\varphi = 0$. В результате связь регулируемых и выходных величин приведена к следующему виду:

$$\mathbf{I} = \mathbf{B}\psi \frac{m}{\psi^2} = \frac{m}{\psi^2} \mathbf{D}\Psi; \quad \mathbf{B} = \frac{2}{3p} \begin{vmatrix} -\sin(\beta) \\ \cos(\beta) \\ 0 \end{vmatrix}.$$
(5.30)

При выполнении условий $\cos(\varphi) = 1$ состояние *СДПМ* зависит от потока постоянных магнитов и одного аргумента β , определяющего положение всех векторов. Для анализа состояния электрической машины от величины электромагнитного момента, в соответствии с векторной диаграммой, изображенной на рисунке 5.23, проекции вектора потокосцепления и тока статора представлены следующим образом:

$$\Psi = \begin{vmatrix} \cos(\beta)^2 \\ \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ 1 \end{vmatrix} K_o \Psi_o; I = \begin{vmatrix} -\frac{\sin(\beta)^2}{L_s} \\ \cos(\beta) & \frac{\sin(\beta)}{L_s} \\ \frac{1}{L_m} \end{vmatrix} K_o \Psi_o.$$

Полученные уравнения позволяют определить связь (5.25) электромагнитного момента и положения векторов посредством одного аргумента β :

$$m = p \frac{3}{2} \frac{K_o^2 \psi_o^2}{L_s} \sin \beta \cos \beta, \qquad \beta = \frac{1}{2} \arcsin(\frac{4}{3p} \frac{mL_s}{K_0^2 \psi_0^2}). \tag{5.31}$$

Для анализа величины напряжения, требуемого для работы двигателя, связь тока и потокосцепления статора выражена через поток, создаваемый постоянными магнитами:

$$i = K_o \frac{\Psi_o}{L_s} \sin \beta, \psi = K_o \Psi_o \cos \beta;$$

что позволяет напряжение, требуемое для работы электропривода, привести к следующему виду:

$$u = K_o \Psi_o [\frac{R_s}{L_s} \tan(\beta) + \omega p] \cos\beta .$$

При конструктивных параметрах двигателя [16]:

$$P=2.2 \ [\kappa Bm], \ N=1000 \ [o6/muh], \ U=220 \ [B], \ M=21 \ [H_M],$$
$$L_s=0.0321 \ [\Gamma h], \ L_m=0.0264 \ [\Gamma h], \ R_s=0.57 \ [O_M], \ K_o\Psi_o=0.95 \ [B6], \ p=3,$$

и постоянной угловой скорости вращения ротора $\omega = 150[c^{-1}]$, снижение напряжения при постоянной нагрузке в условиях минимизации реактивной мощности, по сравнению с управлением током по поперечной оси, снижено на 17 - 20%, что хорошо просматривается на рисунке 5.27.

Рассмотрим формирование управления основанного на применении метода последовательного синтеза, позволяющего наряду с формированием электромагнитного момента регулировать и реактивную мощность *СДПМ* до своего минимального значения. Условие работы двигателя при минимуме реактивной мощности (5.29) записано следующим образом:

$$(\mathbf{L}\mathbf{I})^{\mathbf{T}}\mathbf{D}^{\mathbf{T}}\mathbf{D}\mathbf{I} = L_{s}i_{q}^{2} + L_{s}i_{d}^{2} + K_{o}\Psi_{o}i_{d} = 0.$$



Рисунок 5.26 – Векторная диаграмма работы синхронного двигателя с постоянными магнитами, при формировании электромагнитного момента в условиях минимума потребления реактивной мощности



Рисунок 5.27 – Напряжение, подводимое к обмоткам двигателя, при формировании электромагнитного момента током по поперечной оси *u(m)* и минимизации реактивной мощности *u_o(m)*

$$\psi_d = \psi \cos\beta; \psi_q = \psi \sin\beta; i_d = -i \sin\beta; i_q = i \cos\beta.$$

На основании нелинейной связи регулируемых переменных и выходных величин (5.30), при заданном значении реактивной мощности $\cos(\varphi) = 1$, задание для регулируемых переменных \mathbf{I}_{ref} сформировано с учетом задания электромагнитного момента и задания на минимизацию реактивной мощности:

$$\mathbf{I}_{ref} = \frac{u_{ref}}{\psi^2} \frac{2}{3p} \mathbf{DLI} , \qquad (5.32)$$

$$i_{refq} = \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi^2} \psi_d ; \ i_{refd} = -\frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi^2} \psi_q \ ,$$

где *u_{ref}* - задание электромагнитного момента. Поскольку поток, создаваемый постоянными магнитами постоянен, справедлива связь производных:

$$\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} = \mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\mathbf{L}^{\mathrm{T}}\frac{\mathrm{d}\mathbf{I}}{\mathrm{d}t}.$$
(5.33)

Используя структурно параметрическую компенсацию нелинейности, вектор напряжения сформирован таким образом, что бы в совокупности с обратными связями по регулируемым переменным, он отражал задание выходной величины и задание на минимизацию реактивной мощности. Для неявнополюсной машины:

$$L_q = L_d = L_s$$
 ,

в соответствии с методом последовательного синтеза, учитывая (5.33), вектор управления сформирован следующим образом:

$$\mathbf{U} = \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi^2} T_z^{-1} \mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \omega p \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \mathbf{K} \mathbf{I} .$$
(5.34)

Здесь следует определить элементы матрицы **К** регулятора. Подставив управление (5.34) в основную систему (5.24) выполнено преобразование, приведя систему к новым регулируемым переменным:

$$\mathbf{D}^{\mathbf{T}}\mathbf{D}\mathbf{L}^{\mathbf{T}}\frac{\mathbf{d}\mathbf{I}}{\mathbf{d}\mathbf{t}} = (-\mathbf{R} + \mathbf{K})\mathbf{I} + \frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{\psi^2}T_z^{-1}\mathbf{D}^{\mathbf{T}}\mathbf{D}\mathbf{L}^{\mathbf{T}}\mathbf{D}\mathbf{L}^{\mathbf{T}}$$
(5.35)

Выбор элементов матрицы К регуляторов продольной и поперечной оси определен условиями стационарности, рассмотренными в четвертой главе:

$$(-\mathbf{R} + \mathbf{K}) = -\mathbf{D}^{T} \mathbf{D} \mathbf{L}^{T} T_{z}^{-1}; \quad \mathbf{K} = \mathbf{R} - \mathbf{D}^{T} \mathbf{D} \mathbf{L}^{T} T_{z}^{-1}, \quad (5.36)$$
$$\mathbf{K} = \begin{vmatrix} R_{s} - \frac{L_{s}}{T_{z}} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s} - \frac{L_{s}}{T_{z}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Поскольку в качестве регулируемых переменных выступают проекции вектора тока, сократив левую и правую часть системы (5.35) при выполнении условий (5.36), уравнение приведено к следующему виду:

$$\frac{\mathbf{d}\mathbf{I}}{\mathbf{d}\mathbf{t}} = -\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}T_{z}^{-1}\mathbf{I} + \frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{\psi^{2}}T_{z}^{-1}\mathbf{D}\mathbf{L}\mathbf{I}.$$
(5.37)

При изменении регулируемых переменных продольной и поперечной оси, рассмотрена полная производная электромагнитного момента:

$$\frac{dm}{dt} = p\left(\mathbf{\Psi}^{\mathsf{T}}\mathbf{D}^{\mathsf{T}}\frac{d\mathbf{I}}{dt} + \mathbf{I}^{\mathsf{T}}\mathbf{D}\frac{d\mathbf{\Psi}}{dt}\right)$$

Для аналитического решения задачи управления, обеспечивающего линейную зависимость электромагнитного момента от задания, правая и левая часть уравнения (5.37) умножена на $\Psi^{T}D^{T}$ слева:

$$\Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\frac{\mathrm{d}\mathbf{I}}{\mathrm{d}t} = -\Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}T_{z}^{-1}\mathbf{I} + \Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\frac{u_{ref}}{\psi^{2}}T_{z}^{-1}\mathbf{D}\mathbf{L}\mathbf{I}, \qquad (5.38)$$

где

 $\Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\mathbf{L}\mathbf{I} = \psi^{2}.$

Для второго слагаемого производной электромагнитного момента, учитывая (5.36), умножим правую и левую часть (5.35) на **I**^T**D** слева:

$$\mathbf{I}^{\mathrm{T}}\mathbf{D} \ \frac{\mathbf{d}\Psi}{\mathbf{d}\mathbf{t}} = -\mathbf{I}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}T_{z}\mathbf{I} + \mathbf{I}^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{\psi^{2}}T_{z}^{-1}\mathbf{D}\mathbf{L}\mathbf{I}.$$
 (5.39)

Первое слагаемое правой части уравнения (5.39) равно нулю. Второе слагаемое, при выполнении условий стационарности и задании $\cos(\varphi) = 1$, также равно нулю. Тогда сумма уравнений (5.39) и (5.38):

$$\Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\frac{\mathrm{d}\mathbf{I}}{\mathrm{d}\mathbf{t}} + \mathbf{I}^{\mathrm{T}}\mathbf{D} \quad \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}\mathbf{t}} = -\Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}T_{z}^{-1}\mathbf{I} + \Psi^{\mathrm{T}}\mathbf{D}^{\mathrm{T}}\frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{\psi^{2}}T_{z}^{-1}\mathbf{D}\mathbf{L}\mathbf{I} \quad , \qquad (5.40)$$

позволяет разрешить уравнение (5.40) для электромагнитного момента:

$$\frac{dm}{dt} = -\frac{m}{T_z} + \frac{u_{ref}}{T_z},$$

следующим образом:

$$m = u_{ref} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_z}} \right). \tag{5.41}$$

Структурная схема управления (5.34) обеспечивающего формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности *СДПМ* электропривода, представлена на рисунке 5.28. В структуру входят корректор динамических свойств и корректор энергетических характеристик. Задание на минимизацию реактивной мощности сформировано в виде $\cos(\varphi) = 1$. Задание электромагнитного момента формируется с выхода регулятора скорости. Полученные аналитические решения управления (5.34) объектом (5.24), при настройке регуляторов (5.36), проверены путем численного решения дифференциальных уравнений в среде математического пакета *MathCAD*.

На рисунке 5.29 показаны процессы формирования электромагнитного момента *m* током, ориентированным по поперечной оси. Регулятор скорости разомкнут. При достижении угловой скорости $\omega = 98$ [rad/c], накладывается нагрузка, равная величине электромагнитного момента. На рисунке 5.30 показаны процессы формирования электромагнитного момента *m* организованные методом последовательного синтеза системы управления, при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения для *СДПМ*. Контур скорости разомкнут, при достижении желаемого значения угловой скорости вращения ротора, электрический двигатель искусственно нагружается моментом статического сопротивления *m_{cm}*, равным значению электромагнитного момента. Изменение электромагнитного момента, при минимизации реактивной мощности, носит стандартный характер и соответствует уравнению (5.41), что позволяет синтезировать контур скорости известными методами, используемыми для линейных систем управления.



Рисунок 5.28 - Структура управления неявнополюсного СДПМ, обеспечивающего формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения







Рисунок 5.30 – Процессы формирования электромагнитного момента *т* СДПМ при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения



Рисунок 5.31 – Токи координат *d*, *q* замкнутой по скорости системы управления ω = 0.8 ω_{*h*} с релейными регуляторами тока при минимизации реактивной мощности



Рисунок 5.32 – Мгновенные значения активной *P* и реактивной *Q* мощности, напряжения и скорости вращения ротора, при формировании электромагнитного момента $3m_n$ током по поперечной оси



Рисунок 5.33 – Мгновенные значения активной *P* и реактивной *Q* мощности, напряжения и скорости вращения ротора, при формировании электромагнитного момента $3m_n$ при одновременном регулировании реактивной мощности

На рисунке 5.31 показано изменение токов по продольной и поперечной оси в системе вращающихся координат замкнутой системы регулирования скорости с релейными регуляторами токов. На рисунке 5.32 представлены мгновенные значения активной и реактивной мощности, при формировании электромагнитного момента током по поперечной оси до уровня $3m_n$, здесь же показано напряжение и скорость вращения ротора, при $m_{cm} = 0$.

На рисунке 5.33 представлены эти же величины при формировании электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности. Сравнивая результаты, представленные на рисунках 5.32 и 5.33, можно отметить, минимизация реактивной мощности осуществляется как в статических, так и динамических режимах. Это позволяет уменьшить модуль вектора напряжения относительно управления *СДПМ* током по поперечной оси, расширить диапазон регулирования скорости и повысить быстродействие системы за счет дополнительного форсирования управления.

5.6 Управление явнополюсной синхронной машиной с постоянными магнитами

Для явнополюсной синхронной машины с постоянными магнитами

$$L_q > L_d$$
,

условия минимума реактивной мощности несколько отличаются от условий для неявнополюсной машины:

$$(\mathbf{L}\mathbf{I})^{\mathbf{T}}\mathbf{D}^{\mathbf{T}}\mathbf{D}\mathbf{I} = L_{q}i^{2} - (L_{q} - L_{d})i_{d}^{2} + K_{o}\Psi_{o}i_{d} = 0.$$

В силу влияния явнополюсности, выражение для электромагнитного момента выглядит иначе:

$$m = \frac{3}{2} p \mathbf{I}^{\mathbf{T}} \mathbf{D} \boldsymbol{\Psi} = \frac{3}{2} p [K_0 \boldsymbol{\Psi}_0 \boldsymbol{i}_q - (L_q - L_d) \boldsymbol{i}_d \boldsymbol{i}_q].$$

В этих условиях необходимо изменять токи статора таким образом, чтобы одновременно регулировать электромагнитный момент и реактивную мощность. Применение метода последовательного синтеза для формирования электромагнитного момента синхронной машины с явно выраженными полюсами, при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения, соответствует разработанной концепция комплексного подхода к синтезу управления машинами переменного тока различных типов. Структурная схема управления (5.34), обеспечивающего формирование электромагнитного момента явнополюсной синхронной машины с постоянными магнитами при одновременном регулировании реактивной мощности, представлена на рисунке 5.34.

Рассмотрим ее функционирование при формировании управления явнополюсной синхронной машины с постоянными магнитами. Вектор управления организован таким же образом, как и для неявнополюсной синхронной машины.


Рисунок 5.34 - Структурная схема управления явнополюсным СДПМ, обеспечивающее формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения

$$\mathbf{U} = \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi^2} T_z^{-1} \mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \omega p \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \mathbf{K} \mathbf{I},$$

обеспечивая линейную зависимость электромагнитного момента от задания.

В силу различной индуктивности по продольной и поперечной оси, условия стационарности достигаются при других значения элементов матрицы **К** регулятора. Настройкой регуляторов достигается одинаковое быстродействие замкнутых контуров тока по продольной и поперечной оси.

$$\mathbf{K} = \begin{vmatrix} R_s - \frac{L_d}{T_z} & 0 & 0 \\ 0 & R_s - \frac{L_q}{T_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

 T_z – параметр времени определяет ограничение полосы пропускания регулируемых переменных. Выбор осуществляется исходя из возможности силовой части управления и влиянием помех. Суммируя уравнения (5.39) и (5.38), процессы формирования электромагнитного момента описываются инерционным звеном первого порядка:

$$\frac{dm}{dt} = -\frac{m}{T_z} + \frac{u_{ref}}{T_z}.$$

5.7 Вывод по применению метода последовательного синтеза многомерного управления явнополюсной и не явнополюсной синхронной машиной с возбуждением от постоянных магнитов

Многомерное управление *СДПМ*, сформированное по методологии комплексного подхода, позволяет регулировать энергетические свойства высокодинамичных систем воспроизведения движения, показатели которых наряду с электромагнитным моментом выступают в качестве выходных величин. Рассмотрено управление синхронной машиной с возбуждением от постоянных магнитов, обеспечивающее формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения.

Выполнено сравнение характеристик работы двигателя при управлении током статора ориентированным по поперечной оси с алгоритмом, обеспечивающим регулирование реактивной мощности до своего минимального значения при одновременном формировании электромагнитного момента. Из проведенного анализа следует, алгоритм управления обеспечивает формирование элетромагнитного момента при минимуме реактивной мощности, позволяя снизить требуемое напряжение статора на 17 - 20 % за счет эффективного использования мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Снижение потребности в напряжении позволит расширить диапазон регулирования скорости и увеличить быстродействие канала формирования электромагнитного момента за счет дополнителного форсирования управления. Рассмотрены результаты моделирования. Недостатком рассматриваемой системы управления является ограничение, связанное с возможность постоянных магнитов, ограничивающее величину электромагнитного момента СДПМ при минимизации реактивных потерь. С появлением новых материалов и сплавов постоянных магнитов (например, неодим – железо – бор, различные анизотропные сплавы) с высокими магнитными характеристиками и относительно низкой стоимостью, этот недостаток управления СДПМ становится не актуальным.

Материалы пятой главы опубликованы в следующих работах.

¹ Филюшов, Ю. П. Система управления синхронным двигателем с электромагнитным возбуждением, минимизирующая потери энергии. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов / Ю. П. Филюшов // Новосибирск: Изд.– во НГТУ, 1994.– С. 54 – 64.

² Филюшов, Ю. П. Синтез системы управления синхронным двигателем с непосредственным регулированием фазных напряжений // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. Трудов / Ю. П. Филюшов // Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 1997. – С. 84 – 91.

3 Филюшов, Ю. П. Управление синхронной машиной с постоянными магнитами при минимуме реактивной мощности // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. Трудов / Ю. П. Филюшов // Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 1998. – С. 31 – 35.

4 Бочонков, Б. М. Энергооптимальные алгоритмы векторного управления электроприводом с синхронным двигателем / Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Новосибирск – 1997. – С. 49 – 64.

5 Филюшов, Ю. П. Оценка эффективности процесса преобразования энергии в двигателе в зависимости от применяемого алгоритма управления. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. Трудов / Ю. П. Филюшов // Новосибирск– 1998. – С. 93 – 98.

6 Бочонков, Б. М. Условия рационального управления динамичным электроприводом при ограничении напряжения. /Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. Трудов / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Новосибирск – 1999. – С. 24 – 31.

7 Бочонков, Б. М. Условия рационального преобразования энергии в электрической машине при ограниченном значении напряжения статора/ Автоматизированные электромеханические системы. Коллективная монография / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Новосибирск: НГТУ, 2004.– С.143 – 149.

8 Филюшов, Ю. П. Оптимизация электропривода переменного тока по векторному критерию качества / Ю. П. Филюшов // Электричество – 2007. – № 8. – С. 13 – 17.

9 Filushov, Yu. Analysis of control laws related to rapid electric drives of alternating current / ISSN 1068-3712, Russian Electrical Engineering, 2009, pp. 194 – 199.

10 Filushov, Yu. Alternating current drive control with the optimum combination of energetic properties and voltage efficiency /ISSN 1068-3712, Russian Electrical Engineering, 2009, Vol. 80, No. 7, pp. 365–370.

Филюшов, Ю. П. Оптимизация электромагнитных процессов в синхронной машине / Ю.
 П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Электричество. – 2011. – № 8. – С. 57 – 62.

12 Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление синхронной машиной / Двенадцатая международная научно техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП – 2014. /Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Новосибирск, 2014. – С. 38 – 42.

13 Filushov, Yu. P. Energy – efficient control of synchronous machine / 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings. IEEE Catalog Number CFP14471PRT. Volume 7. On page(s): 153 – 158.

Галицина, Л. В. Связи основных свойств работы электрической машины / Л. В. Галицина
 Ю. П. Филюшов // Инновации в жизнь. – 2016 – (17). – С. 63 – 87.

15 Симаков, Г. М. Новое решение для управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением быстродействующего электропривода / Ш Международная научно – практическая конференция «Современные тенденции развития науки и производства» / Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Кемерово: КузГТУ, 2016. – С. 174 – 178.

Филюшов, Ю. П. Электропривод с синхронным двигателем / Патент 2092967 РФ, Н 02 Р
 21/00. Ю. П. Филюшов. Подано 27. 07. 95. Опубликовано 10. 10. 97 // Билл. изобрет. – 1997. –
 № 28. – Приоритет от 10. 10. 1997.

ГЛАВА 6. УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНОЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Абсолютное большинство электроприводов переменного тока (ЭП) строится на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. В общей массе ЭП, поставляемых на международный рынок объединением фирм ABB (Asea Brown Boveri), доля асинхронных электроприводов возросла от 5% до 70 % [183]. Такая тенденция просматриваются в номенклатуре изделий и других фирм. Широкое применение асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в электроприводов де обусловлено простой конструкцией, низкой ценой и высокой надёжностью.

Существующие решения формирования электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления получили широкое распространение во всем мире. Вместе с тем, имея хорошую динамику, в таких системах существенно снижаются энергетические показатели при отклонении нагрузки от номинальной величины. Так, снижение нагрузки асинхронного электропривода средней мощности на 50 % вызывает снижение *КПД* до (40 - 60)%. Этот пример показывает, что осуществляя предварительное намагничивание двигателя, поддерживать потокосцепление на уровне номинальной величины, при различной нагрузке, не эффективно. Поэтому актуальной задачей является создание алгоритма управления асинхронным электроприводом, обеспечивающего высокие динамические показатели при сохранении энергетических характеристик номинальных режимов в условиях различной нагрузки [2].

6.1 Актуальность применения метода последовательного синтеза для формирования управления асинхронной машиной

Требования к динамическим и энергетическим свойствам имеют противоречивый характер, что определяет два различных направления развития электропривода переменного тока. Одно направление определяет энергоэффективное управление, обеспечивающее формирование электромагнитного момента в условиях минимума тока статора или минимума суммарных потерь. Несмотря на несомненное достоинство, такие электроприводы не отличаются высоким быстродействием. Рост реактивной мощности ограничивает эффективность управления, не позволяя быстро парировать возмущения в условиях ограничения напряжения источника питания. Известные решения экстремального управления [72] носят численный характер, рассматривая объектно-ориентированные модели упрощающие применение численных процедур. При скалярном управлении такой подход не позволяет контролировать динамические процессы, внося существенные искажения в управление, требуя индивидуального подхода к каждой электрической машине, не позволяя обобщить концепцию управления. Организация экстремального управление по одному критерию качества на упрощенной модели не дает возможности определить другие критерии, оценки которых могут быть такими, что сформированное управление не может быть целесообразным. Известна энергооптимальная система, построенная на базе методов градиентного управления и прямого регулирования электромагнитного момента [83].

Для быстродействущкго электропривода известна «Система 6-зонного адаптивно-оптимального векторного управления асинхронным электроприводом, формируя управление для 9-мерного векторного пространства состояний электромеханического преобразователя в динамике» [56]. Нелинейность характеристики намагничивания, в совокупности с нелинейностью звена умножения, связывающего регулируемые переменные и электромагнитный момент, значительно усложняют задачу управления п.3.2. Унификация такого электропривода для массового производства достаточно сложна.

Наиболее распространенным управлением для быстродействующего электропривода является управление при стабилизации потокосцепления статора или ротора. В таких системах, осуществляя предварительное намагничивание, исключается нелинейность звена умножения, приводя многоканальный объект управления к виду одноканальной структуры. Но поддерживать потокосцепление на номинальном уровне при большой и малой нагрузке энергетически не эффективно. Обеспечивая высокие динамические свойства электропривода в заданной полосе ропускания контуров регулируемых переменных, возможность управления таких систем ограничивается, не позволяя регулировать энергетические свойства, показатели которых наряду с электромагнитным моментом могут выступать в качестве выходных величин. Форсирование управляющих воздействий ограничено напряжением источника питания. Когда все ресурсы управления исчерпаны, снижать время формирования электромагнитного момента в одноканальной структуре управления не представляется возможным. Поэтому, несмотря на широкое применение, формирование электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления статора или ротора имеет ряд существенных недостатков. К ним относится значительное снижение $K\Pi Д$ и $cos \phi$ при отклонении нагрузки от номинальной величины, ясно видна ограниченность ресурсов управления и сложность формирования воздействий для достижения больших скоростей движения во второй зоне регулирования. Необходимость предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины существенно снижает потребительские свойства всего электропривода в целом.

Желание повысить эффективность процессов преобразования энергии заставляет разработчиков электрических машин путем увеличения массы активных материалов улучшать их энергетические характеристики. Так в номинальных режимах повышение $K\Pi Д$ на 4 - 5 % требует повышения массы активных материалов на 30 - 40%, но эти дорогостоящие решения в значительной мере теряют свое преимущество, если часть цикла электрическая машина работает не в номинальном режиме. Исследование процессов электромеханического преобразования энергии показывает, мощность, подводимую к обмоткам двигателя для быстрого изменения электромагнитного момента п.3.1 можно уменьшить, а энергетическую эффективность работы электропривода при различной нагрузке п.3.2, существенно поднять. Желание регулировать энергетические свойства быстродействующим электроприводом требует рассматривать асинхронную машину в виде многомерного объекта, где в качестве выходных величин наряду с электромагнитным моментом выступают такие показатели качества, как коэффициент полезного действия η и соs(ϕ).

Опраяясь на концпуцию комплексного подхода к синтезу многомерного управления рассматривается синтез управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода.

Предлагаемое управление, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, наряду с электромагнитным моментом, обеспечивает регулирование энергетических свойств быстродействующего электропривода при различной нагрузке. Применяя для синтеза управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором метод обратной модели с линеаризацикй по выходу, решена задача независимого формирования выходных величин типового характера.

6.2. Математическое описание асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Математическое описание представлено уравнениями Кирхгофа, описывающими состояние трехфазной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в системе неподвижных координат α,β в результате преобразования системы *АБС* координат:

U

$$\frac{\mathbf{d}\Psi_{\alpha\beta}}{\mathbf{d}t} = -\mathbf{R}\mathbf{I}_{\alpha\beta} + p\omega_r \mathbf{E}_r \mathbf{D}\Psi_{\alpha\beta} + \mathbf{U}_{\alpha\beta}, \qquad (6.1)$$

$$\mathbf{z}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u & u & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}; \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \mathbf{Z}\mathbf{U}_{ABC}; \mathbf{U}_{ABC} = \begin{bmatrix} u_{A} & u_{B} & u_{C} & 0 \end{bmatrix}^{T},$$

$$\mathbf{Z} = \begin{vmatrix} \frac{2}{3}\cos(0) & \frac{2}{3}\cos(-\frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3}\cos(\frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\frac{2}{3}\sin(0) & -\frac{2}{3}\sin(-\frac{2\pi}{3}) & -\frac{2}{3}\sin(\frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

$$\mathbf{R} = \operatorname{diag} \{ R_{s} R_{s} R_{r} R_{r} \}; \mathbf{E}_{r} = \operatorname{diag} \{ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \}, \\ \Psi_{\alpha\beta} = [\Psi_{\alpha} \ \Psi_{\beta} \ \Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta}]^{T}; \mathbf{I}_{\alpha\beta} = [i_{\alpha} \ i_{\beta} \ i_{r\alpha} \ i_{r\beta}]^{T}, \\ \mathbf{D} = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}; \mathbf{L} = \begin{vmatrix} L_{s} & 0 & L_{m} & 0 \\ 0 & L_{s} & 0 & L_{m} \\ L_{m} & 0 & L_{r} & 0 \\ 0 & L_{m} & 0 & L_{r} \end{vmatrix}. \\ \frac{d\omega_{r}}{dt} = \frac{m - m_{c}}{J_{n}}; \frac{d\gamma_{s}}{dt} = \omega_{r}; m = -\frac{3}{2} p \mathbf{I}_{\alpha\beta}^{T} \mathbf{E}_{r} \mathbf{D} \Psi_{\alpha\beta}, \quad (6.2)$$

Взаимосвязь токов и потокосцеплений определена следующим образом:

$$\mathbf{LI}_{\alpha\beta} = \mathbf{\Psi}_{\alpha\beta},\tag{6.3}$$

где $\Psi_{\alpha\beta}$, $\mathbf{I}_{\alpha\beta}$, $\mathbf{U}_{\alpha\beta}$ – векторы потокосцеплений, токов и напряжений; \mathbf{R} – диагональная матрица сопротивлений обмоток; \mathbf{D} - матрица поворота; \mathbf{Z} – матрица преобразований трехфазной системы в двухфазную систему неподвижных координат; ω_r - скорость вращения ротора и поля статора ω_s ; p – число пар полюсов; m – электромагнитный момент; m_c – момент статического сопротивления, J_n – приве денный к валу двигателя момент инерции. Модель асинхронной машины в системе неподвижных координат, представлена на рисунке 6.2.

Поскольку управление удобно формировать в системе координат⁸, вращающейся со скоростью поля ω_s , система уравнений (6.1) преобразована:

$$\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} &= -\mathbf{R}\mathbf{I} - \omega_{s}\mathbf{E}_{s}\mathbf{D}\Psi - (\omega_{s} - p\omega_{r})\mathbf{E}_{r}\mathbf{D}\Psi + \mathbf{U}_{dq} ,\\ &\{\sum_{i=1}^{n} u_{i}^{2} \leq u_{ogr}^{2}\} \subset \mathbf{\Omega} ; i = \overline{\mathbf{I}, n} ; \mathbf{U}_{dq} \subset \mathbf{\Omega} \ \forall \ t \in [t_{0}, t_{1}] \ \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^{n} ,\\ \mathbf{U}_{d,q} &= \mathbf{I}(\gamma_{s})\mathbf{U}_{a\beta} ; \mathbf{U}_{dq} = \begin{bmatrix} u_{d} & u_{q} & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T}, \mathbf{E}_{s} = \mathrm{diag}\{1 \ 1 \ 0 & 0\} ,\\ &\mathbf{\Pi}(\gamma_{s}) = \begin{vmatrix} \cos(\gamma_{s}) & \sin(\gamma_{s}) & 0 & 0 \\ -\sin(\gamma_{s}) & \cos(\gamma_{s}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\gamma_{s} - p\gamma_{r}) & \sin(\gamma_{s} - p\gamma_{r}) \\ 0 & 0 & -\sin(\gamma_{s} - p\gamma_{r}) & \cos(\gamma_{s} - p\gamma_{r}) \end{vmatrix} ,\\ &\Psi &= \begin{bmatrix} \psi_{d} & \psi_{q} & \psi_{rd} & \psi_{r} \end{bmatrix}^{T} ; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_{d} & i_{q} & i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^{T} ,\\ &L_{s} = L_{m} + L_{\sigma} ; L_{r} = L_{m} + L_{\sigma r} ; L_{m} = \frac{\Psi_{0}}{I_{0}} ,\\ &I_{0} &= \sqrt{(i_{d} + i_{rd})^{2} + (i_{q} + i_{rq})^{2}} ; \Psi_{0} = \sqrt{(\Psi_{d} - L_{\sigma}i_{d})^{2} + (\Psi_{q} - L_{\sigma}i_{q})^{2}} ,\end{aligned}$$

где γ_r , γ_s — угол поворота ротора и электрический угол поля статора; Ψ , **I**, \mathbf{U}_{dq} — вектора потокосцеплений, токов и напряжений; **L** - матрица индуктивностей;

⁸ Система вращающихся координат – оси системы вращающихся координат асинхронной машины принято обозначать как x_1 и x_2 соответственно, в работе оси системы вращающихся координат обозначены как продольная d и поперечная q, предварительно оговаривая, что система ориентирована по потокосцеплению и вращается со скоростью поля ω_s .

 L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора определяет отношение потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 ; L_{σ} , $L_{\sigma r}$ - индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора; L_s , L_r – полные индуктивности обмоток статора и ротора; u_{ogr} – ограничение модуля вектора напряжения, подводимого к обмоткам двигателя, определяет область допустимых управлений Ω ; \mathbf{E}_s , \mathbf{E}_r – матрицы, разделяющие процессы в статоре и роторе; ω_d – разность частот поля статора и ротора двигателя, определена из условий ориентации системы координат $\Psi_{ra} = 0$, $\Psi_{rd} = \Psi_r$:

$$\omega_{\Delta} = \omega_s - p \,\omega_r; \ \omega_{\Delta} = \frac{R_r L_m}{(L_r L_s - L_m^2)} \frac{\Psi_q}{\Psi_r}.$$
(6.4)

Так как решается задача формирования электромагнитного момента, основное уравнение движения не рассматривается. Такой подход позволяет снизить порядок дифференциальных уравнений, приняв угловую скорость вращения ротора ω_r в виде медленно изменяющегося параметра. Принятое допущение, не влияя на конечный результат, позволит применить вариационные методы и получить аналитическое решение задачи многомерного управления. На первом этапе решения задачи управления, отношение потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором принято постоянным:

$$\frac{d\Psi}{dt} = \mathbf{V}\Psi + \mathbf{U}_{dq} , \qquad (6.5)$$

$$\mathbf{V} = -\mathbf{R}\mathbf{L}^{-1} - \omega_{s}\mathbf{E}_{s}\mathbf{D} - (\omega_{s} - p\omega_{r})\mathbf{E}_{r}\mathbf{D}; \mathbf{L}\mathbf{I} = \Psi , \qquad (6.5)$$

$$\{\sum_{i=1}^{n} u_{i}^{2} \leq u_{ogr}^{2}\} \subset \mathbf{\Omega}; i = \overline{\mathbf{1}, n}; \mathbf{U}_{dq} \subset \mathbf{\Omega} \quad \forall \quad t \in [t_{0}, t_{1}] \quad \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^{n}; \Psi(0) = 0 , \qquad (6.5)$$

$$\Psi \subset \mathbf{R}^{n}; m \subset \mathbf{R}^{1}; Q(\beta) \subset \mathbf{R}^{1}; \varphi(\beta) = \arctan\left[\frac{L_{r}L_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}\tan(\beta)\left(\frac{L_{r}L_{s}}{L_{m}^{2}\sin(\beta)^{2}} - 1\right)\right], \qquad Q(\beta) = \frac{3}{2}\omega_{s}\psi I \sin\varphi(\beta)^{9}; I = \sqrt{i_{d}^{2} + i_{q}^{2}} , \qquad (6.6)$$

⁹ sin $\varphi(\beta)$ - здесь угол φ , *аналитически связанный с углом* β , рассматривается, как угол между вектором ЭДС от потокосцепления статора и вектором тока статора. Не следует путать с углом, обусловленным фазовым сдвигом основной гармоники напряжения питающей сети относительно синусоидального тока статора.





где Ψ – вектор столбец регулируемых переменных; U_{dq} – вектор управления ограничен u_{ogr} областью Ω допустимых управлений пространства \mathbb{R}^n размерностью n = 4; n – число каналов объекта управления; Q - реактивная мощность; P - мощность, отдаваемая двигателем исполнительному механизму; φ – угол, определяет положение вектора электродвижущей силы е от потокосцепления статора относительно вектора тока статора. Характеризует величину реактивной мощности Q (6.6). Под областью допустимых управлений понимаются все возможные управлений, позволяющих сформировать заданные значения выходных величин.

В качестве регулируемых переменных выбраны потокосцепления Ψ . Такой выбор позволяет достаточно просто учесть нелинейность характеристики намагничивания при реализации системы управления, полагая, что путем измерения токов, напряжений и угловой частоты вращения ротора вектор регулируемых переменных (потокосцеплений) вычисляется достаточно точно [161 - 163]. На рисунках Г.1 - Г.4 приложения Г иллюстрирована модель асинхронной машины общепромышленного применения, учитывая насыщение магнитной системы двигателя. Аналитическая связь тока намагничивания и потокосцепления в воздушном зазоре представлена степенным многочленом. Рассмотренная на рисунке Г.2 модель демонстрирует изменение взаимной индуктивности на 30% при росте нагрузки до трехкратной величины номинального значения асинхронной машины. Потокосцепление в воздушном зазоре увеличивается до 1.23 [Вб]. Имея аналитическое решение для управления электрической машиной в линейной части характеристикой намагничивания, насыщение магнитной системы двигателя всегда можно учесть путем вычисления отношения потокосцепления в воздушном зазоре и тока намагничивания посредством измерения тока статора, положения ротора и сигналов управления.

Основной выходной величиной системы (6.1) является электромагнитный момент *m* (6.2), значение которого определено из уравнения баланса мощностей. Для решения задачи управления электромагнитный момент выражен через регулируемые переменные:

$$m = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r L_s - {L_m}^2} \Psi_r \Psi_q \,. \tag{6.7}$$

Векторная диаграмма представлена на рисунке 6.3. Здесь угол β определяет положение вектора потокосцепления статора относительно потокосцепления ротора, μ - угол, определяет положение вектора тока статора относительно потокосцепления ротора. Структурная схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в системе вращающихся со скоростью поля координат *d*, *q* изображена на рисунке 6.4.



Рисунок 6.3 – Векторная диаграмма работы асинхронной машины с короткозамкнутым ротором



Рисунок 6.4 - Структурная схема асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

6.3. Формирование электромагнитного момента асинхронной машины при одновременном регулировании реактивной мощности

В рамках разработанной концепции комплексного подхода к синтезу, рассматривается решение задачи многомерного управления, обеспечивающего изменение состояния асинхронной машины (6.1) за минимальное время при формировании электромагнитного момента в условиях одновременного регулирования реактивной мощности $Q(\beta)$ до своего минимального значения без предварительного намагничивания магнитной системы. Полоса пропускания контуров регулируемых переменных ограничена.

В области аргумента β , где формирование электромагнитного момента осуществляется при минимизации реактивной мощности, нелинейность характеристики намагничивания электрической машины сказывается слабо (приложение Г), поэтому, применяя в качестве регулируемых переменных потокосцепления, насыщением магнитной системы двигателя можно пренебречь.

В соответствии с разработанным методом последовательного синтеза п.4.1, на основании векторной диаграммы представленной на рисунке 6.3, определена нелинейная связь Ψ_d , Ψ_q регулируемых переменных вектора Ψ и выходных величин (6.6):

$$\Psi = \mathbf{B} \frac{m}{\Psi_{rd}}; \ \mathbf{B} = \frac{2}{3p} \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{L_m} \Big| b_d \quad b_q \quad 0 \quad 0 \Big|^T, \qquad (6.8)$$

где **В** - матрица столбец коэффициентов определяет соотношение регулируемых переменных п.3. С помощью второй функции энергетического состояния п.3.1 определено положение векторов для асинхронной машины, при котором выполняются условия минимизациии реактивной мощности $Q(\beta)$ =min (6.6.):

$$\beta = \arctan \sqrt{\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}}; \ b_d = \operatorname{tg}(\beta)^{-1}; \ b_q = 1.$$
(6.9)

Для применения метода обратной модели с линеаризацией по выходу, левая и правая части системы (6.5) умножены на скалярную величину потокосцепления ротора Ψ_r , приводя систему к новым регулируемым переменным:

$$\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}t} \Psi_r = \mathbf{V}\Psi \Psi_r + \mathbf{U}_{dq}\Psi_r.$$

Это уравнение дополнено до представления полной производной:

$$\frac{\mathbf{d}(\boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\Psi}_{r})}{\mathbf{d}\mathbf{t}} = \mathbf{V}\boldsymbol{\Psi}\boldsymbol{\Psi}_{r} + \boldsymbol{\Psi}\frac{d\boldsymbol{\Psi}_{r}}{dt} + \mathbf{U}_{dq}\boldsymbol{\Psi}_{r},$$

где, в соответствии с (6.5):

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r L_s - L_m^2} \Psi_d - \frac{R_r L_s}{L_r L_s - L_m^2} \Psi_r$$

Вектор управления U_{dq} организован таким образом, чтобы в совокупности с обратными связями по регулируемым переменным он формировал задание u_{ref} выходной величины (6.7) системы (6.5) и задание энергетических свойств ¹⁰посредством элементов матрицы **B**_{ref}:

$$\mathbf{U}_{dq} = -\mathbf{K}\boldsymbol{\Psi} - \mathbf{E}_{s} \left(\frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} \boldsymbol{\Psi}_{d} - \frac{R_{r}L_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} \boldsymbol{\Psi}_{r} \right) \boldsymbol{\Psi}_{r}^{-1} \boldsymbol{\Psi} + \mathbf{B}_{ref} \frac{\boldsymbol{u}_{ref}}{T_{z}} \boldsymbol{\Psi}_{r}^{-1}, \quad (6.10)$$

где **К** – матрица коэффициентов регулятора размерностью соответствующей размерности матрицы **V**, T_z^{-1} – ограничивает полосу пропускания регулируемых переменных. Выбор T_z осуществляется исходя из условий влияния помех и возможности источника питания. Область допустимых управлений ограничена напряжением источника питания. Для аналитического решения задачи управления фазные ограничения не рассматриваются. Сигнал задания выходной величины u_{ref} ограничен областью допустимых значений *m* выходной величины. В результате при управлении (6.10) в ориентированной по полю системе координат, состояние асинхронной машины представлено в зависимости от желаемого положения векторов, заданного коэффициентами матрицы столбца **B**_{ref}, параметров регулятора **K**, выбор которых определяет характер переходных процессов, и сигнала задания u_{ref} электромагнитного момента *m*, ограниченного областью допустимых значений *m* с P_m :

¹⁰ энергетические свойства электрической машины зависят от положения изображающих векторов, рассматриваемых в системе вращающихся координат, в отличие от синхронной машины с электромагнитным возбуждением, где положение векторов зависит от двух аргументов β , φ , положение векторов асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, в силу установленной связи β , φ , зависит от одного аргумента.

$$\frac{\mathbf{d}(\mathbf{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r})}{\mathbf{dt}} = (\mathbf{V} - \mathbf{K})\mathbf{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r} + \mathbf{B}_{ref} \frac{u_{ref}}{T_{z}},$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r}, u_{ref}) = (\mathbf{V} - \mathbf{K})\mathbf{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r} + \mathbf{B}_{ref} \frac{u_{ref}}{T_{z}},$$

$$\mathbf{B}_{ref} = \frac{2}{3p} \frac{(L_{s}L_{r} - L_{m}^{2})}{L_{m}} | b_{d} | b_{q} | 0 | 0 |^{T}; b_{d} = \mathrm{tg}(\beta)^{-1}; b_{q} = 1; \mathbf{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r}(0) = 0,$$

$$\beta = \arctan \sqrt{\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{r}L_{s}}}; \varphi(\beta) = \arctan \left[\frac{L_{r}L_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} \tan(\beta) \left(\frac{L_{r}L_{s}}{L_{m}^{2}} \sin(\beta)^{2} - 1\right)\right],$$

$$\{\sum_{i=1}^{n} u_{i}^{2} \leq u_{ogr}^{2}\} \subset \mathbf{\Omega}; i = \overline{1, n}; \mathbf{U}_{dq} \subset \mathbf{\Omega} \quad \forall \ t \in [t_{0}, t_{1}] \ \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^{n},$$

$$\mathbf{\Psi} = \left[\mathbf{\Psi}_{d} | \mathbf{\Psi}_{q} | \mathbf{\Psi}_{r} | 0\right]^{T}; \mathbf{\Psi} \mathbf{\Psi}_{r} \subset \mathbf{R}^{n}; n = 4; m \subset P_{m}; P_{m} \subset \mathbf{R}^{1},$$

$$T = \int_{0}^{t} 1 dt \to \min \; ; \; Q(\beta) = \frac{3}{2} \omega_s \psi i \sin \varphi(\beta) \to \min \; ; \; m = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r L_s - L_m^2} \Psi_r \Psi_q \; .$$

Как и для других типов электрических машин, задача решается методом Лагранжа в понтрягинской форме [6]. Следует определить элементы матрицы \mathbf{K} регулятора, выбор которых позволит сформировать управление обеспечивающее изменение состояния асинхронного двигателя в рассмотренных ограничениях за минимальное время. Так как в качестве критерия качества T рассматривается время, применен гамильтониан быстродействия H динамической системы (6.5):

$$H = \mathbf{S}^{\mathrm{T}} \mathbf{f} (\boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\Psi}_{r}, \boldsymbol{u}_{ref}); \ \mathbf{S} = \begin{vmatrix} s_{1} & s_{2} & s_{3} & s_{4} \end{vmatrix}^{\mathrm{T}},$$
(6.12)

где составляющие вектора S сопряженной системы:

$$\frac{d\mathbf{S}}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial (\boldsymbol{\Psi}_r \boldsymbol{\Psi}^T)} = (-\mathbf{V} + \mathbf{K})^{\mathbf{T}} \mathbf{S},$$

имеют следующую зависимость от времени:

$$\mathbf{S}(t) = e^{(-\mathbf{V} + \mathbf{K})^{\mathrm{T}} t} \mathbf{S}(0), \qquad (6.13)$$

S(0) - значение вектора сопряженной системы в начальный момент времени. Основной выходной величиной системы управления (6.5) является электромагнитный момент, задающим воздействием которого является сигнал u_{ref} .

Из условий стационарности определены требования п.2.2, обеспечивающие постоянное значение гамильтониана на всем временном интервале:

$$\frac{\partial H}{\partial u_{ref}} = 0; \ \frac{\partial H}{\partial u_{ref}} = \mathbf{S}^{\mathbf{T}} \frac{\mathbf{B}}{T_z} = \frac{s_1 b_d + s_2 b_q}{T_z} \ . \tag{6.14}$$

Одним из решений (6.14) является пропорциональное изменение проекций вектора сопряженной системы с одинаковым темпом, которое и определяет желаемый вид сопряженной системы:

$$\mathbf{S}(t) = e^{\frac{t}{T_z}} \mathbf{S}(0) \,. \tag{6.15}$$

Систему (6.13) можно привести к виду (6.15) путем определенного выбора элементов матрицы К регулятора:

$$\mathbf{V} - \mathbf{K} = \mathbf{A} \quad (6.16)$$

Т

где матрица

$$\mathbf{A} = 2\mathbf{E}_{\mathbf{r}}\mathbf{V} - \mathbf{E}_{\mathbf{s}}\mathbf{T}_{z}^{-1} = \begin{vmatrix} -T_{z}^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -T_{z}^{-1} & 0 & 0 \\ 2\frac{L_{m}R_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} & 0 & -2\frac{L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

определяет желаемые свойства сопряженной системы. При выполнении условий (6.16), нетривиальное решение системы уравнений (6.13) совпадает с желаемым решением (6.15), обеспечивая пропорциональное изменение переменных сопряженной системы с одинаковым темпом. В силу принятого критерия качества максимально возможное значение гамильтониана быстродействия Н равно единице. Эти требования будут выполнены при определенных начальных условиях сопряженной системы S(0):

$$\mathbf{S}(0) = \begin{vmatrix} s_0 & s_0 & 0 \end{vmatrix}^{\mathbf{T}}; \quad s_0 = \left(\frac{3}{2}p\frac{u_{ref}}{T_z}(b_d + b_q)\right)^{-1},$$

Если такие условия существуют, то сформированное управление (6.10) можно назвать наилучшим по критерию качества быстродействие в условиях ограничения полосы пропускания регулируемых переменных.

Выполнение условий (6.16) влияет и на решение основной системы уравнений (6.5), при формировании управлении (6.10) асинхронной машиной:

$$\frac{d\Psi\Psi_r}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \mathbf{S}^T} = (\mathbf{2}\mathbf{E_r}\mathbf{V} - \mathbf{E_s}\mathbf{T}_z^{-1})\Psi\Psi_r + \mathbf{B}_{ref}\frac{u_{ref}}{T_z},$$

$$\Psi\Psi_r(t) = e^{(\mathbf{2}\mathbf{E_r}\mathbf{V} - \mathbf{E_s}\mathbf{T}_z^{-1})t}\Psi\Psi_r(0) + \int_{t0}^t e^{(\mathbf{2}\mathbf{E_r}\mathbf{V} - \mathbf{E_s}\mathbf{T}_z^{-1})(t-\tau)}\mathbf{B}_{ref}\frac{u_{ref}}{T_z}d\tau. (6.17)$$

Полагая, что условия (6.16) могут быть не единственными, при которых гамильтониан быстродействия стационарен, путем подстановки решений для сопряженной системы (6.13) и основной системы (6.17) в функцию (6.12) выполнена проверка. Подставив решения основной (6.17) и сопряженной системы (6.16) в функцию (6.11) можно убедиться, что полученные решения являются экстремалями, так как в любой момент времени гамильтониан быстродействия равен единице:

$$H(t) = -e^{\frac{t}{T_z}} \left(1 - e^{\frac{-t}{T_z}}\right) + e^{\frac{t}{T_z}} = 1.$$

Решение (6.17) системы уравнений (6.5), при организации управления (6.10) и выполнении условий (6.16) является единственным, отвечающим условиям максимума гамильтониана быстродействия при заданном матрицей \mathbf{B}_{ref} положении векторов, характеризующим энергетические свойства электропривода, и параметре времени T_z , ограничивающим полосу пропускания системы (6.5). Выбор элементов матрицы \mathbf{B}_{ref} управления (6.10), формирующих задание на регулирование реактивной мощности асинхронной машины до своего минимального значения:

$$\cos \varphi_{\max} = \sqrt{\frac{L_m^4}{L_m^4 + 4L_r L_s (L_r L_s - L_m^2)}}$$
,

осуществляется посредством функций энергетического состояния [107]. На основании (6.17) удалось получить аналитические решения для потокосцеплений и токов, при формировании положительного электромагнитного момента u_{ref} в условиях заданного ограничения полосы пропускания T_z регулируемых переменных:

$$\Psi(t) = \begin{vmatrix} \Psi_{d} \\ \Psi_{rq} \\ \Psi_{rq} \\ \Psi_{rq} \end{vmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\psi_{d}}{\psi_{rq}} \frac{L_{m}^{2} - L_{r}L_{s} + 2L_{s}T_{z}R_{r}}{L_{m}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) \\ \frac{1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}}}{\sqrt{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right)}}{\sqrt{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} + 2L_{s}T_{z}R_{r}}{L_{m}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right)}} \\ \sqrt{\frac{1}{\sqrt{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right)}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}} \\ \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{z}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{2L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} t \right)}}}}}}}}}}{\sqrt{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{z}}} \right) - \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}T_{s}R_{r}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{s}} t} \right)}}}{\frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{s}}} \right) - \frac{1}{2\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{s}}} \right)}}}}}}}}}}}}}}}}}}$$

Зависимость токов от времени определена следующим уравнения

$$\mathbf{I}(t) = \mathbf{L}^{-1} \boldsymbol{\Psi}(t) \ . \tag{6.19}$$

На основании решений для токов и потокосцеплений получена зависимость электромагнитного момента (основной выходной величины) от его задания:

$$m = u_{ref} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_z}} \right). \tag{6.20}$$

Для асинхронного двигателя AUP100L4Y3 осуществлено численное моделирование процессов формирования электромагнитного момента при управлении в условиях $\cos(\varphi) = \max$. Структура рассмотренной системы управления иллюстрирована на рисунке 6.5. На рисунке 6.6 относительно ограничения полосы пропускания T_z^{-1} и постоянной времени T_r представлены процессы изменение электромагнитного момента и потокосцепления ротора при ступенчатом задании электромагнитного момента.







Рисунок 6.6 – Реакция потокосцепления ротора на изменение заданного электромагнитного момента

На рисунке 6.7 а), не осуществляя предварительного намагничивания двигателя, показано изменение во времени фазного тока статора и фазного напряжения при формировании электромагнитного момента до номинальной величины при ограничении модуля вектора фазного напряжения на уровне 311 [В]. На рисунке 6.7 б) иллюстрировано изменение во времени модуля тока статора I [А], тока намагничивания i_d [А] и потокосцепления ротора. Быстрое формирование потокосцепления ротора определено форсирующим действием тока намагничивания. Поэтому, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы двигателя, за счет применения концепции комплексного подхода к синтезу, достигается высокая динамика процессов формирования электромагнитного момента, при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения.



 а) изменение фазного тока статора и напряжения, при формировании электромагнитного момента



б) изменение модуля тока статора I [A], тока намагничивания *i*_d [A] и потокосцепления ротора, при формировании электромагнитного момента номинальной величины

Рисунок 6.7 – Процессы изменения состояния асинхронной машины без предварительного намагничивания при формировании электромагнитного момента

6.4 Энергетические оценки качества быстродействующего электропривода при различном управлении асинхронной машиной

Энергетические свойства электрической машины зависят как от скорости вращения ротора, так и от нагрузки. Если скорость вращения ротора неизменна, то энергетические свойства работы электрической машины зависят только от нагрузки. Для сравнения различных систем по эффективности управления, следует использовать структурированные связи оценок энергетических свойств электрической машины п.3.

Сравним работу асинхронной машины с короткозамкнутым ротором без выполнения предварительного намагничивания в условиях управления при минимуме реактивной мощности и в условиях формирования электромагнитного момента при стабилизации потокосцепления ротора, предварительно намагниченного двигателя.

Математическое описание представлено уравнениями (6.5) описывающими состояния асинхронной машины в системе вращающихся со скоростью поля ω_s координат, ориентированной по потокосцеплению ротора $\psi_{rq} = 0$. Векторная диаграмма показана на рисунке 6.3, структурная схема объекта управления в системе неподвижных координат α , β изображена на рисунке 6.2. В качестве регулируемых переменных рассматриваются потокосцепления.

Аналитическое решение задачи формирования электромагнитного момента, без выполнения предварительного намагничивания магнитной системы двигателя, рассмотрено в п.6.3. Структурная схема системы управления представлена на рисунке 6.5. Здесь вектор управления $U = (u_d \quad u_q \quad 0 \quad 0)^T$ сформирован таким образом, чтобы в совокупности с обратными связями по регулируемым переменным он отражал задание U_{ref} выходной величины системы (6.5) и задание на формирование энергетических характеристик, которое задается посредством коэффициентов b_d и b_a (6.8). Сравним основные свойства работы асинхронной машины при различных алгоритмах управления. В качестве объекта управления рассматриваются два двигателя различной мощности, с одинаковым фазным напряжением $U_{\phi} = 220$ [B], конструктивные параметры которых приведены в таблицах 6.1 и 6.2.

Тип	P _n	U	M _n	ω _n	J	η	р
двигателя	[BT]	[B]	[Нм]	[rad/c]	[кгм ²]		
АИР100L4Y3	3000	220	20	145	0.013	0.8	2
4A250L6Y3	55000	220	532	104	0.12	0.95	3

Таблица 6.1 – Основные параметры двигателя

Таблица 6.2 – дополнительные параметры электрических машин

Тип	R _s	R _r	L _m	L _s	L _r	S	cos(φ)
двигателя	[Ом]	[Ом]	[Гн]	[Гн]	[Гн]	%	
АИР100L4Y3	3.32	2.4	0.236	0.245	0.252	7.1	0.82
4A250L6Y3	0.071	0.028	0.023	0.024	0.024	1.3	0.82

Для анализа основных свойств работы электрической машины управления (6.21), обеспечивающем минимизацию реактивной мощности, в качестве регуляторов рассматриваются *П* – регуляторы потокосцеплений по каналам продольной и поперечной оси:

$$u_{d} = (k_{2}\psi_{d} - k_{3}\psi_{rd})\frac{\psi_{d}}{\psi_{rd}} - k_{5}\psi_{d} - k_{4}\psi_{rd} - p\omega_{s}\psi_{q} + \frac{k_{1}}{T_{z}}\frac{|u_{ref}|}{\psi_{rd}}b_{d}; \qquad (6.21)$$

$$u_{q} = (k_{2}\psi_{d} - k_{3}\psi_{rd})\frac{\psi_{q}}{\psi_{rd}} - k_{5}\psi_{q} + p\omega_{s}\psi_{d} + \frac{\kappa_{1}}{T_{z}}\frac{w_{ref}}{\psi_{rd}}b_{q}; \quad k_{1} = \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}}{L_{m}}\frac{2}{3p},$$

$$k_{2} = \frac{L_{m}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{3} = \frac{L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{4} = \frac{L_{m}R_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{5} = \frac{1}{T_{z}} - \frac{R_{s}L_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}},$$

где T_z – задает ограничение полосы пропускания контуров регулируемых переменных T_z^{-1} . Задание электромагнитного момента формируется посредством сигнала U_{ref} .

Управление (6.21) обеспечивает линейное изменение электромагнитного момента (6.20) при одновременном регулировании реактивной мощности *Q* до своего минимально возможного значения:

$$\cos\varphi_{\rm max} = \sqrt{\frac{L_m^4}{L_m^4 + 4L_r L_s (L_r L_s - L_m^2)}} \ . \tag{6.22}$$

Энергетические свойства формируется посредством задания величины угла β_{ref} , с помощью элементов b_d , b_q матрицы **B**, определяющих соотношение регулируемых переменных, обеспечивающий выполнение условия (6.22):

$$b_d = \frac{1}{\tan(\beta_{ref})}; b_q = 1; \beta_{ref} = \arctan\sqrt{\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}}.$$
 (6.23)

Не требуя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, управление (6.21) обеспечивает стандартный характер изменения электромагнитного момента асинхронной машины с короткозамкнутым ротором [3], при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения. Зависимость регулируемых переменных от времени отражена выражением (6.18) посредством которого определен вектор тока (6.19), позволяя в аналитическом виде определить мгновенные значения активной P и реактивной Q мощности трехфазного двигателя в любой момент времени переходного процесса:

$$P = \frac{3}{2} \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \mathbf{U}; \quad Q = \frac{3}{2} \boldsymbol{\omega}_{\mathrm{s}} \mathbf{I}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\Psi} \quad . \tag{6.24}$$

Формируя управление (6.21) при минимизации реактивной мощности, работа асинхронной машины сравнивается с управлением (6.25) при стабилизации потокосцепления ротора в предварительно намагниченном двигателе. В обох случаях рассматривается Π – регуляторы тока по продольной и поперечной оси, обеспечивающие ограничение полосы пропускания T_z^{-1} на заданном уровне:

$$u_{d} = -\left(\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}} - R_{s}\right)i_{d} + L_{m}\frac{R_{r}}{L_{r}}i_{rd} - p\omega_{s}\psi_{q} + \frac{\Psi_{ref}}{L_{m}}\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}},$$

$$u_{q} = -\left(\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}} - R_{s}\right)i_{q} + 0 + p\omega_{s}\psi_{d} + \frac{L_{r}}{L_{m}}\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}}\frac{2}{3p}\frac{u_{ref}}{\Psi_{ref}},$$
(6.25)

где Ψ_{ref} – задание номинальной величины потокосцепления ротора. Путем подстановки управлений (6.21) и (6.25) в уравнение двигателя (6.5), выполнено сравнение работы электрической машины при различных алгоритмах управления.

Определяя начальные условия и задающие воздействия, сравниваются динамические и энергетические характеристики процессов формирования электромагнитного момента, как при стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя, так и при минимизации реактивной мощности двигателя $\cos(\varphi) = \max$, где предварительное намагничивание магнитной системы не осуществлялось. Рассматриваются модели управления двигателем различной мощности (таблица 6.1) при неизменной скорости вращения ротора. На рисунке 6.8, при номинальной скорости вращения ротора, представлены зависимости

 η (*m*), соѕ φ (*m*) и модуля вектора напряжения U(*m*), подводимого к обмоткам двигателя, 6.8 (а) осуществляя предварительное намагничивание намагничивание и 6.8(б), не осуществляя предварительное намагничивание двигателя в условиях минимизации реактивной мощности. Нагрузка двигателя АИР100L4Y3 изменяется от нуля до значения 2.5 *m*_n = 70 [Hм].

208



а) предварительно намагниченного двигателя; б) при минимизации реактивной мощности без предварительного намагничивания
 Рисунок 6.8 – Зависимость η(m), cosφ(m) и U(m) двигателя AИP100L4Y3



а) при номинальной скорости вращения ротора в условиях стабилизации потокосцепления; (б) при минимизации реактивной мощности без предварительного намагничивания
 Рисунок 6.9 – Зависимость η(m), cosφ(m) и U(m) двигателя4А250L6Y3

Номинальное значение потокосцепления $\Psi_{rd} = 0.86$ [Вб] выбрано таким образом, чтобы при номинальной нагрузке модуль вектора напряжения составлял $U = \sqrt{2}U_{\phi} = 31$ [*B*]. Из рисунка 6.8 следует, при стабилизации потокосцепления ротора (а) предварительно намагниченного двигателя, положение вектора потокосцепления статора $\beta(m)$ зависит от величины электромагнитного момента. Двигатель конструктивно выполнен таким образом, что бы при номинальной скорости вращения ротора максимальное значение *КПД* достигалось при нагрузке 30% от m_n . В условиях номинальной нагрузки соз $\varphi(m)$ принимает максимальное значение. При стабилизации потокосцепления ротора вектор потокосцепления статора отклоняется на угол $\beta(m) = 0.319$ [rad].

При минимизации реактивной мощности 6.8 (б) значение соз φ = max, а *КПД*, в условиях постоянной скорости вращения ротора, не зависит от нагрузки и соответствует номинальному значениям. При нагрузке 1.5 m_n наблюдается увеличение потокосцепления ротора до величины Ψ_{rd} = 1[Вб], требуя учета нелинейности характеристики намагничивания.

Для более мощного двигателя 4А250L6Y3 энергетические характеристики представлены на рисунке 6.9. При стабилизации потокосцепления ротора, рисунок 6.9 (а), этот двигатель имеет более высокое значение *КПД* и соѕ φ относительно двигателя АИР100L4Y3 в номинальном режиме работы. При постоянной скорости вращения вала двигателя максимальное значение *КПД* обозначено при нагрузке 30% от m_n . Максимальное значение соѕ φ достигается при нагрузке близкой к номинальной. В этих условиях вектор потокосцепления статора отклоняется на угол $\beta = 0.272$ [rad]. При минимизации реактивной мощности рисунок 6.9 (б), значение соѕ $\varphi = \max$ и *КПД* соответствуют номинальным значениям во всем диапазоне изменения нагрузки. При номинальной нагрузке и скорости вращения ротора линейное напряжение соответствует номинальным значениям. Наблюдается увеличение потокосцепления ротора до уровня $\psi_{rd} = 1.1$ [B6] при нагрузке 1.5 m_n .

6.5 Оценки качества работы асинхронного электропривода в переходных режимах

Для сравнения динамических свойств на рисунках 6.10 и 6.11 отражены переходные процессы управления (6.21) позволяющего формировать электромагнитный момент без выполнения предварительного намагничивания магнитной системы асинхронной короткозамкнутой машины AИP100L4Y3 в условиях минимизации реактивной мощности. Оценки динамических свойств системы управления (6.25) при стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя AИP100L4Y3 представлены на рисунках 6.12 и 6.13. Здесь отражено изменение электромагнитного момента, модуля вектора напряжения, скорости и потокосцеплений в переходном процессе, при постоянном значении полосы пропускания конуров регулируемых переменных.

Результаты получены при ступенчатом задании отрицательного значения электромагнитного момента на уровне 50% m_n предварительно намагниченного двигателя. Через 0.75 секунд после запуска, задание электромагнитного момента становится положительным на уровне 1.5 m_n . Параметр времени замкнутых контуров регулирования токов выбран $T_z = 0.005$ [сек]. Суммарный момент инерции на валу двигателя J = 0.05 [кгс/с]. Ограничение модуля вектора напряжения выполнено на уровне $U = \sqrt{2}$ 220=311 [*B*].

Из представленных рисунков следует, в условиях одинакового изменении электромагнитного момента и скорости вращения ротора при управлении (6.21), наблюдается снижение модуля вектора напряжения в переходных процессах на 30%, относительно управления (6.25) предварительно намагниченного двигателя, переходные процессы которого иллюстрированы на рисунках 6 - 12 и 6 - 13. Полученные результаты позволяют утверждать о возможности дополнительного форсирования управления (6.21), уменьшая время формирования электромагнитного момента для более быстрой компенсации возмущений. Ограничение модуля вектора напряжения выполнено на уровне U=311 [вольт]. Через 0.75 секунд после пуска, задание электромагнитного момента становится положительным, на уровне 1.25 m_n . Полоса пропускания замкнутых контуров регулирования определена параметром времени $T_z = 0.025$ [сек]. Для более мощного двигателя 4A250L6Y3 оценки динамических свойств управления (6.25) при стабилизации потокосцепления ротора представлены на рисунках 6.14 и 615. Здесь отражено изменение электромагнитного момента, модуля

На рисунках 6.16 и 6.17 показаны переходные процессы управления (6.21), организуюшем формирование электромагнитного момента без выполнения предварительного намагничивания асинхронной машины 4A250L6Y3 в условиях минимизации реактивной мощности. Из представленных рисунков следует, при одинаковом темпе изменения электромагнитного момента и скорости вращения ротора управления (6.21), потокосцепление формируется таким образом, чтобы минимизировать реактивную мощность. Существенного снижение модуля вектора напряжения в переходных процессах относительно управления (6.25) предварительно намагниченного двигателя, не наблюдается. Полученные результаты позволяют утверждать о возможности дополнительного форсирования управления (6.21) для более быстрого изменения электромагнитного момента, не выходя на ограничение по напряжению. На рисунках 6.18 и 6.19, изображены временные зависимости токов и напряжений в системе неподвижных координат α, β при различной нагрузке двигателя АИ100L4Y3. Из представленного рисунка 6.18 хорошо просматривается существенное отставание фазы тока от напряжения на 35^{0} - 40^{0} при нагрузке 0.5 m_n в условиях стабилизации потокосцепления $\psi_{rd} = 0.87$ [Вб] ротора двигателя АИ100L4Y3.

Такое отставание тока определяет $\cos(\varphi) = 0.65$ и соответствует рисунку 6.8(а). При минимизации реактивной мощности, в силу отсутствия предварительного намагничивания магнитной системы, на рисунке 6.19 наблюдается форсирование тока статора до величины $2I_n$, что необходимо для одновременного намагничивания магнитной системы двигателя и формирования электромагнитного момента. Хорошо просматривается существенно меньшее отставание тока от мгновенных значений напряжения, значение $\cos(\varphi) = 0.82$ при малых и больших значениях нагрузки. Меньшее значение модуля напряжения говорит о возможности расширить диапазон регулирования скорости в условиях ограничения мощности, подводимой к обмоткам двигателя, и возможности повысить темп изменения электромагнитного момента.



Рисунок 6.10 – Изменение электромагнитного момента *m*, угловой скорости вращения ротора ω и модуля вектора напряжения *u*, при скачке и реверсе задания электромагнитного момента, без предварительного намагничивания магнитной системы двигателя AUP100L4Y3



Рисунок 6.11 – Изменение электромагнитного момента, потокосцеплений статора Ψ_d , Ψ_q и ротора Ψ_{rd} , при скачке и реверсе задания электромагнитного момента без предварительного намагничивания системы двигателя AИP100L4Y3



Рисунок 6.12 – Изменение электромагнитного момента *m*, угловой скорости вращения ротора ω и модуля вектора напряжения u, при ограничении модуля фазного напряжения на уровне Uφ = 311 вольт, в условиях стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя AИP100L4Y3



Рисунок 6.13 – Изменение электромагнитного момента *m*, потокосцеплений статора Ψ_d , Ψ_q и ротора Ψ_{rd} в условиях стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя AUP100L4Y3



Рисунок 6.14 – Изменение электромагнитного момента *m*, угловой скорости вращения ротора ω и модуля вектора напряжения *u*, в условиях стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя



Рисунок 6.15 – Изменение электромагнитного момента, потокосцеплений статора Ψ_d , Ψ_q и ротора Ψ_{rd} в условиях стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченного двигателя 4A250L6Y3



Рисунок 6.16 – Изменение электромагнитного момента *m*, угловой скорости вращения ротора ω и модуля вектора напряжения *u* при скачке и реверсе задания электромагнитного момента двигателя 4A250L6Y3 без предварительного намагничивания магнитной системы



Рисунок 6.17 – Изменение электромагнитного момента, потокосцепленийстатора Ψ_d , Ψ_q и ротора Ψ_{rd} , при скачке и реверсе задания электромагнитного момента двигателя 4A250L6Y3 без предварительного намагничивания



Рисунок 6.18 – Величины токов и напряжений в системе неподвижных координат α, β, при различной нагрузке и стабилизации потокосцепления двигателя АИ100L4Y3, масштаб фазного тока 1/10



Рисунок 6.19 – Величины фазных токов и напряжений при различной нагрузке в условиях минимизации реактивной мощности двигателя AИ100L4Y3, масштаб фазного тока 1/10


Рисунок 6.20 – Отработка задания на скорость предварительно намагниченной системы с П – регулятором скорости двигателя AUP100L4Y3, при отсутствии нагрузки



Рисунок 6.21 – Отработка задания на скорость не намагниченной системы с П – регулятором скорости двигателя AUP100L4Y3 в условиях минимизации реактивной мощности, при отсутствии нагрузки

На рисунках 6.20 и 6.21 представлено изменение состояния двигателя AUP100L4Y3 при отработка задания ω_n по скорости с П - регулятором. Из представленных рисунков следует, при одинаковой динамики процессов формирования электромагнитного момента и заданного значения скорости в предварительно намагниченной системе наблюдается значительное отставание тока от напряжения. При идеальном холостом ходе m = 0 представленном на рисунке 6.20 наблюдается увеличение тока намагничивания до 35% тока номинальной величины, и напряжения, требуемого для функционирования электрической машины. При отсутствии предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, в условиях минимизации реактивной мощности, наблюдается опережение фазным током вектора напряжения в динамических процессах.

В приложении Г представлены результаты эксперемента, демонстрирующие связь положения векторов и энергетических свойств электропривода, учитывая насыщение магнитной системы асинхронной машины. Результаты эксперимента показывают, с ростом насыщения двигателя значения аргументов, доставляющих минимум потерь в электроприводе, смещается в область значений близких минимуму реактивной мощности. Учитывая ограничение по напряжению, реализация экстремального управление для унификации массового электропривода достаточно сложна. Не осуществляя предварительного намагничивания, структуру вычислений управляющих воздействий можно существенно упростить, если электромагнитный момент формировать при неизменном положении векторов. Отклоняясь от экстремального управления при малых нагрузках, можно выбрать положение векторов, доставляющее минимум потерь при больших нагрузках в условиях ограничения напряжения источника питания. В силу отсутствия предварительного намагничивания двигателя, интегральная оценка энергетической эффективности мало будет отличаться от экстремального управления по минимуму потерь за время переходного процесса.

6.6 Результаты применения метода последовательного синтеза управления асинхронной машиной

1. В рамках рзработанной концепции, рассмотрено применение концепции комплексного подхода к синтезу многомерного управления асинхронной машиной с которкозамкнутым ротором. Показано, в отличие от классического управления при стабилизации потокосцепления ротора, комплексный подход к синтезу, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы двигателя, позволяет формировать управление, обеспечивающее апериодический характер изменения электромагнитного момента за минимальное время при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимально возможного значения.

2. Выбор желаемых энергетических режимов осуществляется посредством установленного правила многокритериальной оптимизации и достигается путем задания определенных коэффициентов управления. Применяя вариационные методы, выбор энергетических свойств работы электропривода дает возможность упростить функционал качества и получить аналитические решения. Формируя управление, используя метод обратной модели с линеаризацией по выходу, обеспечивается апериодический характер изменения электромагнитного момента. Быстрое изменение потокосцепления ротора, не осуществляя предварительного намагничивания двигателя, достигается путем форсирования тока намагничивания. Задавая ограничение полосы пропускания контуров регулируемых переменных, которое характеризуется параметром времени T_z и достигается посредством определенной настройке регуляторов, зависимость электромагнитного момента от задания описывается апериодическим звеном первого порядка при начальных условиях равных нулю.

3. Выполнено сравнение динамических и энергетических характеристик работы асинхронной короткозамкнутой машины быстродействующего электропривода при формировании электромагнитного момента в условиях стабилизации потокосцепления ротора и в условиях минимизации реактивной мощности без предварительного намагничивания двигателя. При одинаковом темпе изменения электромагнитного момента отмечено улучшение интегральной оценки энергетической эффективности на 5 - 6% относительно управления с предврительно намагниченным двигателем. Показана адекватность аналитических (6.18), (6.19), (6.20) и численных решений основного уравнения (6.5) при формировании электромагнитного момента в условиях одновременного регулирования реактивной мощности до своего минимального значения.

Отсутствие предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины при сохранении высокого быстродействия, обеспечивает лучшие показатели экономии электрической энергии не зависимо от нагрузки, существенно увеличивая потребительские свойства электропривода. В условиях одинакового ограничения напряжения источника питания, при управлении в условиях минимизации реактивной мощности, темп изменения электромагнитного момента не отличается от его изменения в условиях стабилизации потокосцепления ротора предварительно намагниченной системы.

Меньшее значение модуля напряжения при росте скорости вращения ротора говорит о возможности расширить диапазон регулирования, в области значений высоких скоростй, при малой нагрузке. В приложении Г.3 иллюстрирована структура модели асинхронной машины общепромышленного применения, учитывающей насыщение магнитной системы. Аналитическая связь тока намагничивания и потокосцепления в воздушном зазоре рассматривается в виде степенного многочлена. Так как, в качестве регулируемых переменных, выступает вектор потокосцеплений, влияние насыщения магнитно системы двигателя на качество переходных процессов мало сказываются. Результаты моделирования системы управления, учитывающей нелинейность характеристики намагничивания двигателя АИР100L4Y3, отображены на рисунках переходных процессов.

220

6.7 Комбинированное управление асинхронной машиной быстродействующего электропривода

С ростом цен на электроэнергию задача экономичного управления электроприводом становится все более актуальной [36]. В отличие от известных решений, проведенные исследования позволяют утверждать о возможности более эффективного управления различными типами электрических машин быстродействующего электропривода методом последовательного синтеза многомерного управления. Формирование управления высокодинамичным электроприводом, позволяющего снизить реактивную мощность асинхронной машины с короткозамкнутым ротором независимо от нагрузки, рассмотрено в части п. 6.1 - 6.3. При некотором усложнении структуры, возможно более экономичное управление электрической машиной в отличие от управления при минимизации реактивной мощности. Рассмотрим комбинированное управление, сформированное методом последовательного синтеза.

Под комбинированным управлением понимается управление, обеспечивающее формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании основных свойств $L_i(\beta, \varphi)^{11}$ п.3.1 (3.1) электропривода (по *i* различным критериям качества) в функции скорости вращения ротора. Для асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, на низкой скорости $\omega \leq \omega_{\min}$, управление выполняется при минимуме суммарных потерь $\Delta P = \min$. С ростом скорости вращения ротора $\omega > \omega_{\min}$ осуществляется стабилизация коэффициента полезного действия $\eta =$ const путем регулирования реактивной мощности Q до своего минимального значения. При дальнейшем увеличении скорости асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, управление выполняется при минимуме реактивной мощности $Q = \min$, обеспечивая рост *КПД*.

¹¹ $L_i(\beta, \varphi)^*$ - вектор взаимосвязанных оценок критериев качества работы электропривода. В силу связи углов β , φ электропривода с асинхронной машиной, оценки качества зависят от одного аргумента.

Положение вектора регулируемых переменных управления (6.9) определяет энергетический режим работы электрической машины, характеризуемый критериями качества $L_i(\beta, \varphi)$. Каждому положению векторов, заданному матрицей **В** (6.8) посредством аргумента β , соответствует своя экстремаль. Существование множества экстремалей дает возможность ввести энергетические ограничения на управление (6.21), в том числе ограничения, зависящие угловой скорости вращения ротора, полагая, что темп изменения электромагнитного момента существенно превышает темп изменения скорости вращения ротора. В силу невозможности выполнить условий стабилизации η на желаемом уровне при малой скорости вращения ротора двигателя, учитывая насыщение магнитной системы двигателя, формирование электромагнитного момента осуществляется при минимуме тепловых потерь электрической машины, обеспечивая наилучшие условия преобразования энергии. Управление по минимуму тепловых потерь позволяет получить максимальное значение электромагнитного момента в условиях ограничения потребляемого тока. С ростом нагрузки, управление при минимуме тепловых потерь $\Delta P = \min$ характеризуется ростом реактивной мощности и увеличением потокосцепления статора, что требует учитывать ограничение по напряжению и насыщение магнитной системы двигателя. В некоторых случаях, управление при минимуме тепловых потерь возможно при малой скорости вращения ротора $\omega \leq \omega_{\min}$. Малые значения электродвижущей силы Е позволяют подводить к обмоткам двигателя практически всю мощность источника питания для быстрого изменения электромагнитного момента. С ростом скорости вращения ротора, осуществляется регулирование реактивной мощности до своего минимально возможного значения $\omega > \omega_{\min}$, обеспечивая стабилизацию коэффициента η полезного действия. Дальнейший рост скорости вращения ротора электрической машины происходит при росте η в условиях наилучшего значения энергетического показателя $\cos \phi$, зависимого от положения векторов, учитывая нелинейность характеристики намагничивания. Для сохранения аналитики расчета, отношение потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания определено постоянной величиной. Ограничение тока статора выполнено путем ограничения задания электромагнитного момента и ограничения напряжения источника питания, функционально связанного с модулем тока статора.

6.8 Статические характеристики асинхронной машины

Рассмотрим зависимость энергетических характеристик асинхронной машины от угловой скорости ротора \mathcal{O} и положения векторов в условиях номинальной величины электромагнитного момента асинхронной короткозамкнутой машины 4A100L4. Задаваясь допустимыми значениями угловой частоты вращения электрической машины и подставив (6.19) в управление (6.21) с П - регулятором, достаточно просто аналитически определить амплитуду вектора управления. На рисунке 6.20 представлена поверхность значений модуля вектора напряжения при варьировании угловой частоты вращения от 0 до 2 ω_{μ} и положения регулируемых векторов. Из рисунка следует, модуль вектора напряжения зависит как от величины скорости вращения ротора, так и от положения вектора потокосцепления статора. Увеличение угла β , характеризующего положение вектора потокосцепления статора, при заданном значении электромагнитного момента, значительно снижает величину напряжения, требуемого для функционирования электрической машины. Применяя оценку эффкутивности использования напряжения, всегда можно определить значения аргументов, определяющих допустимую область управления того или иного режима работы. Для оценки величины активной P(t) и реактивной Q(t) (6.6) мощности:

$$P(t) = \frac{3}{2}\mathbf{I}(t)^{\mathrm{T}}\mathbf{U}(t); Q(t) = \frac{3}{2}\mathbf{I}(t)^{\mathrm{T}}\mathbf{D}\mathbf{E}_{\mathrm{s}}\mathbf{U}(t)(p\omega)^{-1}, \qquad (6.26)$$

на основании (6.19), определен вектор тока:

$$\mathbf{I}(t) = \mathbf{L}^{-1} \boldsymbol{\Psi}(t) \,. \tag{6.27}$$

Коэффициент полезного действия η:

$$\eta = \frac{\omega m}{\omega m + \Delta P} = \frac{\omega}{\omega + F(\beta)}; \Delta P = \frac{3}{2}(R_s i^2 + R_r i_r^2), \qquad (6.28)$$

для асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, определен п.3.2 посредством функции $F(\beta)$ энергетического состояния:

$$F(\beta) = \frac{\Delta P}{m} = \frac{R_s (L_r L_s - L_m^2)^2 + (R_r L_m^2 + R_s L_r^2) L_s^2 \tan(\beta)^2}{p L_m^2 L \tan(\beta) (L_r L_s - L_m^2)}.$$
 (6.29)

Значение функции (6.29) зависит от положения векторов и имеет явно выраженный минимум. На рисунке 6.22 представлена поверхность значений модуля напряжения в зависимости от скорости и положения векторов. Для оценки *КПД* энергетических свойств работы электрической машины, на рисунке 6.23 отражена поверхность значений η , при номинальной величине электромагнитного момента. На рисунке 6.24 показаны линии значений модуля вектора напряжения статора, активной и реактивной мощности, характеризующие энергетические свойства работы электрической машины при изменении положения векторов в области значений аргумента β , где возможно сформировать положительный электромагнитный момент. Выделено положения β_1 регулируемых переменных двигателя 4A100L4, где тепловые потери $\Delta P =$ min имеют минимальную величину при любом значении электромагнитного момента:

$$\beta_{1} = \arctan \sqrt{\frac{R_{s}}{R_{r}L_{m}^{2} + R_{s}L_{r}^{2}}} \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{s}} , \qquad (6.30)$$

$$\beta_2 = \arctan \sqrt{\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}}.$$
(6.31)

Уравнение (6.31) определяет положение векторов β_2 , при котором формирование электромагнитного момента может осуществляться при минимальном изменении энергии *w*, накапливаемой в обмотках электрической машины:

$$w = \frac{1}{2} \Psi^{\mathrm{T}} \mathbf{I}$$
.



Рисунок 6.22 – Поверхность значений модуля вектора напряжения в функции положения векторов и частоты вращения ротора двигателя 4A100L4Y3



Рисунок 6.23 – Поверхность значений η в зависимости от положения векторов и скорости вращения ротора



Рисунок 6.24 – Линии значений η , модуля вектора напряжения статора U, реактивной Q и P активной мощности, подводимой к обмоткам двигателя

Такое решение получено посредством минимизации функции энергетического состояния $f(\beta)$:

$$f(\beta) = \frac{2w}{m} = \frac{L_r L_s (1 + \tan(\beta)^2) - L_m^2}{p L_m^2 \tan(\beta)}.$$
 (6.32)

В этих условиях значение $\cos \phi$ достигает своего максимального значения:

$$\cos\varphi_{\max} = \sqrt{\frac{L_m^4}{L_m^4 + 4L_r L_s (L_r L_s - L_m^2)}}.$$

Не зависимо от нагрузки, при большой скорости вращения ротора, управление в условиях минимума реактивной мощности сохраняет высокую энергетическую эффективность работы электрической машины и позволяет существенно уменьшить мощность и напряжение, подводимые к обмоткам двигателя для быстрого изменения электромагнитного момента.

При малой частоте вращения ротора и нагрузке, работа электрической машины в условиях минимума тепловых потерь $\Delta P = \min$ имеет наилучшую энергетическую эффективность η . Но рост электромагнитного момента в этих условиях связан с существенным изменение потокосцеплений, что определяет значительный рост реактивной мощности Q и напряжения, требуемого для функционирования электрической машины.

Поэтому формирование электромагнитного момента при минимуме тепловых потерь возможно только на низкой скорости вращения ротора, обеспечивая наилучшие условия электромеханического преобразования энергии.

При формировании управления в этих условиях к обмоткам двигателя подводятся практически все ресурсы источника питания для быстрого изменения электромагнитного момента. В силу малого значения частоты вращения ротора, значение η не может отвечать желаемому значению, пока угловая скорость вращения ротора не достигнет определенного уровня ω_{min} .

$$\omega_{\min} = \frac{\eta}{1-\eta} F_{\min}; \Delta P = \min.$$

Выбор значения *η* определен желаемыми энергетическими характеристиками, учитывая насыщение магнитной системой двигателя.

С ростом частоты вращения ротора увеличивается $\mathcal{G}\mathcal{AC}$. В этих условиях запас напряжения, требуемый для форсирования электромагнитного момента, уменьшается, что существенно ограничивает динамику электромеханических процессов. В соответствии с рисунком 6.22 рост реактивной мощности Q определяет рост напряжения, требуемого для функционирования асинхронной короткозамкнутой машины. При росте частоты вращения ротора выше уровня ω_{min} , управление электрической машиной осуществляется в условиях стабилизации η путем снижения реактивной мощности до своего минимально возможного значения посредством изменения положения векторов в функции скорости вращения ротора.

Управление при минимуме реактивной мощности, по сравнению с управлением при минимуме тепловых потерь, позволяет почти в два раза уменьшить напряжение, подводимое к обмоткам двигателя для функционирования электропривода в условиях номинальных значений ω [rad/c] скорости вращения ротора.

6.9 Формирование комбинированного управления асинхронной машиной методом последовательного синтеза

Для аналитического решения задачи управления, отношение потокосцепления в воздушном зазоре к току намагничивания определено постоянной величиной. Предлагаемое управление обеспечивает формирование электромагнитного момента при минимуме тепловых потерь на низкой скорости вращения ротора. В силу малых значений ЭДС вращения вся мощность источника питания направляется на изменение электромагнитного момента с заданным темпом. С ростом скорости, управление обеспечивает стабилизацию *КПД*. Для этой цели определена функциональная связь коэффициентов матрицы **В** от скорости вращения ротора электрической машины. На основании (6.28), изменение функции энергетического состояния (6.29) от угловой частоты вращения ротора представлено следующим образом:

$$F(\beta) = \omega \frac{1 - \eta}{\eta}$$

Из полученного уравнения следует, для стабилизации η функция энергетического состояния (6.29) должна изменяться обратно пропорционально скорости вращения ротора электрической машины. Значение функции зависит от положения векторов. Минимальное значение функции энергического состояния имеет свой предел F_{min} :

$$F_{\min} = \frac{2}{pL_m^2} \sqrt{R_s (R_r L_m^2 + R_s L_r^2)} , \qquad (6.33)$$

существующий при положении регулируемых переменных (6.30). До скорости вращения ротора ω_{nin} , энергетическая эффективность работы электрической машины не может отвечать заданному значению η :

$$\omega \le \omega_{\min}, g(\omega) = 0, \Gamma \mu e g(\omega) = L_m^2 p \sqrt{\left[\omega \frac{(1-\eta)}{\eta}\right]^2 - F_{\min}^2}$$

Поэтому при малой скорости положение векторов должно соответствовать условиям (6.30), обеспечивая минимальные потери в двигателе. Изменение положения регулируемых переменных, обеспечивающее стабилизацию η при управлении (6.21), осуществляется при скорости выше ω_{\min} :

$$\omega_{\min} = \frac{\eta}{1 - \eta} F_{\min} , \qquad (6.34)$$

таким образом, чтобы изменение функция (6.29), в условиях:

$$\omega \ge \omega_{\min}$$
,

осуществлялось обратно пропорционально скорости вращения ротора. Такое управление обеспечит снижение реактивной мощности в функции скорости до своего минимального значения, которое достигается при положении векторов (6.31). Поэтому аргументы $\beta(\mu, \omega)$ элементов матрицы **B** (6.9) управления должны изменятся в функции угловой скорости:

$$\mu(\omega) = 2 \arctan\left[\frac{g(\omega) - p\omega L_m^2 \frac{(1-\eta)}{\eta} + \sqrt{2}L_m \sqrt{\left[p\omega L_m \frac{(1-\eta)}{\eta}\right]^2 - 2R_r R_s - p\omega \frac{(1-\eta)}{\eta}g(\omega)}}{2L_s R_r}\right],$$

до величины аргумента β , при котором реактивная мощность минимальна. В силу связи аргументов β , μ , коэффициенты матрицы **В** определены с помощью аргумента μ , определяющего положение вектора тока статора.

Значение функции $F(\beta)$, при достижении минимума реактивной мощности, обозначено как F_{max} . Связь между аргументами, определяющими положение вектора тока μ и потокосцепления статора β асинхронной машины, определена выражением:

$$\beta(\omega) = \arctan(\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s} \tan \mu(\omega)).$$

Значение угловой частоты вращения ротора ω_{max} , при котором реактивная мощность принимает минимальное значение, определено следующим образом:

$$\omega_{\max} = \frac{\eta}{1-\eta} F_{\max}.$$

Для определения величин F_{max} и ω_{max} , достаточно в выражение (6.29) подставить значение аргумента (6.31). При дальнейшем увеличении скорости вращения ротора положение векторов не изменяется. Изменение электромагнитного момента осуществляется в условиях стабилизации максимально значения $\cos \varphi$. В этих условиях энергетическая эффективность работы электропривода η улучшается, сохраняя линейную зависимость (6.24) электромагнитного момента от его задания, обеспечивая, при некотором усложнении структуры управления, более значительную экономию электрической энергии.

6.10 Анализ энергетических характеристик работы двигателя при различных способах управления

Сравнение динамических и энергетических свойств предварительно намагниченной системы электрической машины и системы управления без осуществления предварительного намагничивания (комбинированного управления) выполнено по результатам моделирования стандартной модели асинхронной машины с короткозамкнутым роторам. В последнем варианте управляющие воздействия обеспечивают формирование момента электрической машины за минимальное время при одновременном регулировании энергетических свойств в функции частоты вращения ротора.

Выбор аргументов определяющих задание энергетический свойств электропривода осуществляется посредством функций энергетического состояния. Сравнение свойств электропривода при различных законах управления выполнено в одинаковых условиях на примере работы электрической машины AUP112M4 общепромышленного применения. Параметры двигателя приведены в таблице 6.3. Статические характеристики при стабилизации потокосцепления ротора в виде зависимости $\eta(m)$, $\cos \varphi(m)$ и модуля вектора напряжения U(m), подводимого к обмоткам двигателя при номинальной скорости вращения ротора, представлены рисунке 6.25(а). На рисунке 6.25 (б) статические характеристики представлены в условиях минимизации реактивной мощности без предварительного намагничивания магнитной системы двигателя.



Рисунок 6.25 – Зависимость $\eta(m)$, $\cos \phi(m)$ и U(m) в условиях стабилизации потокосцепления двигателя АИР112М4 (а), при минимизации реактивной мощности (б) без предварительного намагничивания магнитной системы двигателя

Таблица 6.3 – Конструктивные параметры электрических машин АИР112М4

Тип	$P_n [BT]$	$U_n[B]$	М [Нм]	ω_n [rad/c]	J[кгм]	η	р
двигателя							
АИР112М4	5500	220	36	151	0.37	0.91	2
	$R_s[OM]$	$R_r[OM]$	$L_m[\Gamma_{ m H}]$	$L_s[\Gamma_{\rm H}]$	$L_r[\Gamma_{\rm H}]$	<i>S</i> %	$\cos(\varphi)$
	1.15	0.75	0.171	0.179	0.183	3.6	0.84

Управляющие воздействия комбинированного управления формируются посредством метода последовательного синтеза. На низкой частоте вращения ротора регулирование выполняется при минимуме тепловых потерь. При увеличении скорости, за счет регулирования реактивной мощности до своего минимального значения, осуществляется стабилизация коэффициента полезного действия. При дальнейшем росте скорости управление переходит в режим работы при минимуме реактивной мощности и росту коэффициента полезного действия.

Изменение электромагнитного момента двигателя АИР112М4 осуществляется от нуля, до значения 1.5 $m_n = 54$ [Hм]. Из рисунке 6.25 (а) следует, электрическая машина конструктивно выполнена таким образом, что бы при неизменной скорости вращения ротора максимальное значение *КПД* достигалось при нагрузке 30% номинальной величины. Максимальное значение $\cos \varphi(m)$ достигается при нагрузке m_n и отклонении вектора потокосцепления статора на угол $\beta(m) = 0.216$ [rad]. Номинальное значение потокосцепления $\psi_{rdn} = 0.89$ [B6] выбрано таким образом, чтобы при номинальной нагрузке модуль вектора напряжения составлял $U = \sqrt{2}U_{\phi} = 311[B]$.

При управлении в условиях постоянной скорости вращения ротора ω_n и минимизации реактивной мощности, значение $\cos(\varphi) = \max$, а *КПД* не зависят от нагрузки и соответствуют номинальным значениям, что отражено рисунке 6.25 (б). Наблюдается небольшое увеличение потокосцепления ротора до величины $\psi_{rd} = 1$ [Вб] при нагрузке 1.5 m_n , но, в силу меньшего падения напряжения на активных сопротивлениях обмоток статора, увеличение напряжения выше управления при $\psi_{rd} =$ const не наблюдается. Сравнение энергетических свойств работы электрической машины в переходных процессах осуществляется по результатам моделирования системы уравнений 6.1, путем подстановки в него вектора управления $U = (u_d \ u_q \ 0 \ 0)^T$. Ограничение модуля вектора напряжения U выбрано на уровне:

$$U = 311 \ [B].$$

Нагрузка на валу двигателя *m*_c имеет постоянную величину:

$$m_c = 0.5 m_n [HM]$$

Задание для замкнутого регулятора скорости $U_{r\omega}$ сформировано на уровне задания двойного значения скорости номинальной величины:

$$U_{r\omega} = 2\omega_n [rad/cek]$$
.

Задание электромагнитного момента формируется с выхода П - регулятора скорости асинхронной машины. Коэффициент усиления П - регулятора k_{ω} =10. Введено ограничение электромагнитного момента в виде неравенства:

$$U_{ref} = \begin{vmatrix} (U_{r\omega} - \omega) & k_{\omega} & \text{if } (U_{r\omega} - \omega)k_{\omega} \le \frac{2}{3}m_n \\ \frac{2}{3}m_n & \text{if } (U_{r\omega} - \omega)k_{\omega} > \frac{2}{3}m_n \end{vmatrix}$$
(6.35)

В качестве регуляторов тока рассматриваются *П* – регуляторы каналов продольной и поперечной оси. Для организации линейной зависимости электромагнитного момента от задания, в предварительно намагниченной системе, обеспечивающей стабилизацию потокосцепления ротора в первой зоне двух - зонного регулирования скорости, вектор управления сформирован следующим образом:

$$u_{d} = -\left(\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}} - R_{s}\right)i_{d} + L_{m}\frac{R_{r}}{L_{r}}i_{rd} - p\omega_{s}\psi_{q} + \frac{\Psi_{ref}}{L_{m}}\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}},$$

$$u_{q} = -\left(\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}} - R_{s}\right)i_{q} + 0 + p\omega_{s}\psi_{d} + \frac{L_{r}}{L_{m}}\frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{T_{z}L_{r}}\frac{2}{3p}\frac{U_{ref}}{\Psi_{rd}}.$$
(6.36)

где Ψ_{ref} – задание номинальной величины потокосцепления ротора, T_z – параметр времени, ограничивает полосу пропускания системы.

При переходе во вторую зону, значение потокосцепления уменьшается в функции частоты вращения ротора до величины $\Psi_{rdn}/2$, соответствующей половине значения его номинальной величины:

$$\Psi_{ref} = \begin{vmatrix} \Psi_{rdn}, & ecnu & |\omega| \le \omega_n; \\ \frac{\Psi_{rdn}}{|\omega|}, & ecnu & |\omega| \ge \omega; \\ \frac{\Psi_{rdn}}{2}, & ecnu & \frac{\Psi_{rdn}}{|\omega|} \le \frac{\Psi_{rdn}}{2}. \end{cases}$$
(6.37)

Для сравнения энергетических свойств в динамических процессах, подставив в основное уравнение (6.1) управление (6.36), на рисунках 6.26 - 6.27 представлены характеристики и энергетические показатели электропривода в условиях изменения скорости вращения ротора от 0 до $2\omega_n$ при двух - зонном регулировании. Иллюстрированы зависимости $\omega(t)$, m(t), $I(t) \Psi_{rd}(t)$, и $\Psi_d(t)$, $\Psi_q(t)$, отражающие мгновенное состояние предварительно намагниченной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при работе в первой и второй зоне.

На рисунке 6.28, отражены зависимости $\eta(t)$, $\beta(t)$, характеризующие энергетические свойства и положение вектора потокосцепления статора предварительно намагниченной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при изменении скорости вращения ротора в условиях постоянства мощности во второй зоне регулирования. Переход во вторую зону осуществляется при достижении $\omega(t) = \omega_n$, за времени t = 0.81 [cek] переходного процесса. На рисунке 6.29 показаны мгновенные значения напряжений в системе вращающихся координат при постоянстве мощности. Из рисунка 6.27 следует, в силу двукратного снижения модуля потокосцепления ротора, положение вектора потокосцепления статора существенно отклоняется от продольной оси, что весьма негативно влияет на энергетическую эффективность работы электрической машины во второй зоне регулирования, несмотря на увеличение скорости вращения ротора двигателя. Изменение потокосцепления статора приводит к существенной нелинейности системы формирования электромагнитного момента.

Рассмотрим формирование управления, обеспечивающего быстрое изменение электромагнитного момента асинхронной короткозамкнутой машины без предварительного намагничивания магнитной системы в условиях стабилизации *КПД*. При низкой скорости вращения ротора, электромагнитный момент формируется в условиях абсолютного минимума тепловых потерь, определенных посредством минимизации функции $F(\beta)$ энергетического состояния:

$$F(\beta) = \frac{\Delta P}{m}; \ \Delta P = \min ,$$

$$F_{\min} = \frac{2}{pL_m^2} \sqrt{R_s (R_r L_m^2 + R_s L_r^2)} .$$
(6.38)

Минимуму функции *F_{min}* достигается при определенном положении вектора потокосцепления статора:

$$\beta_{\omega} = \beta_1 = \arctan \sqrt{\frac{R_s}{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}} \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_s} ,$$



Рисунок 6.26 – Зависимости $\omega(t)$, m(t), $I(t) \Psi_{rd}(t)$, отражающие мгновенное состояние предварительно намагниченной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при работе в первой и второй зоне



Рисунок 6.27 – Зависимости $\Psi_d(t)$, $\Psi_q(t)$, отражающие мгновенное состояние предварительно намагниченной асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при работе в первой и второй зоне регулирования



Рисунок 6.28 – Зависимости η(t), β(t) отражающие энергетические свойства и положение вектора потокосцепления статора предварительно намагниченной асинхронной машины при постоянстве мощности.



Рисунок 6.29 – Мгновенные значения напряжений в системе вращающихся координат при регулировании скорости предварительно намагниченной машины

и осуществляется путем определенной организации управляющих воздействий в функции скорости вращения ротора [5]:

$$u_{d} = (k_{2}\psi_{d} - k_{3}\psi_{rd})\frac{\psi_{d}}{\psi_{rd}} - k_{5}\psi_{d} - k_{4}\psi_{rd} - p\omega_{s}\psi_{q} + \frac{k_{1}}{T_{z}}\frac{|U_{ref}|}{\psi_{rd}}b_{d};$$

$$u_{q} = (k_{2}\psi_{d} - k_{3}\psi_{rd})\frac{\psi_{q}}{\psi_{rd}} - k_{5}\psi_{q} + p\omega_{s}\psi_{d} + \frac{k_{1}}{T_{z}}\frac{U_{ref}}{\psi_{rd}}b_{q}; \quad k_{1} = \frac{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}{L_{m}}\frac{2}{3p},$$

$$k_{2} = \frac{L_{m}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{3} = \frac{L_{s}R_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{4} = \frac{L_{m}R_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}, \quad k_{5} = \frac{1}{T_{z}} - \frac{R_{s}L_{r}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}}$$

$$b_{d} = \frac{1}{\tan(\beta_{\omega})}; \quad b_{q} = 1.$$
(6.40)

обеспечивая стандартный характер изменения электромагнитного момента:

$$m = U_{ref} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_z}} \right)$$

асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при управлении, названном комбинированном управлением асинхронной машиной.

6.11 Структура комбинированного управления

В соответствии с уравнениями (6.1) и (6.39), структурная схема системы многомерного управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических характеристик, представлена на рисунке 6.30. В силу малого значения электродвижущей силы от потокосцепления статора, на низкой скорости вращения ротора практически все ресурсы источника питания направлены на формирование электромагнитного момента.

С ростом скорости вращения ротора, напряжение, требуемое для изменения электромагнитного момента, растет. Путем снижения реактивной мощности, потребность в увеличении напряжения, необходимом для функционирования электрической машины, можно уменьшить. Такое решение возможно при стабилизации коэффициента полезного действия. Переход от управления в условиях минимума тепловых потерь, к управлению в условиях стабилизации коэффициента η полезного действия, осуществляется при превышении определенного уровня скорости вращения ротора ω_{min} , при которой возможно осуществить стабилизацию заданной энергетической эффективности:

$$\omega_{\min} = \eta \frac{F_{\min}}{1 - \eta}$$

Стабилизация η осуществляется путем изменения положения вектора потокосцепления статора в функции скорости вращения ротора, от заданной величины (6.30) β_1 до величины β_2 (6.31), где реактивная мощность $Q = \min$, достигнет своего минимального значения:

$$Q = \frac{3}{2}\omega(\Psi_d i_d + \Psi_q i_q) = \frac{3}{2}\omega\Psi I\sin(\varphi),$$

$$\cos\varphi_{\max} = \sqrt{\frac{L_m^4}{L_m^4 + 4L_r L_s (L_r L_s - L_m^2)}},$$
(6.41)



Рисунок 6.30 – Структура электропривода с асинхронной машиной при комбинированном управлении

$$\beta_2 = \arctan \sqrt{\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s}}.$$

В зависимости от скорости вращения ротора, для организации режима стабилизации *КПД*, положение векторов изменяется следующим образом:

$$g(\omega) = 0, \text{ if } \omega < \omega_{\min}; g(\omega) = L_m^2 p \sqrt{\left[\omega \frac{(1-\eta)}{\eta}\right]^2 - F_{\min}^2}, \text{ if } \omega \ge \omega_{\min},$$

$$\mu(\omega) = 2 \arctan\left[\frac{g(\omega) - p\omega L^2 \frac{(1-\eta)}{\eta} + \sqrt{2}L_m \sqrt{\left[p\omega L_m \frac{(1-\eta)}{\eta}\right]^2 - 2R_r R_s - p\omega \frac{(1-\eta)}{\eta}g(\omega)}}{2L_s R_r}\right],$$

$$\beta(\omega) = \arctan\left[\frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r L_s} \tan[\mu(\omega)]\right]. \quad (6.42)$$

Эти требования выполняются путем определенного формирования задания (6.40) энергетических свойств в управлении (6.39). На рисунках 6.31 - 6.33 представлены результаты численного моделирования путем подстановки управления (6.39) в систему уравнений (6.1).

При одинаковой нагрузке, динамические свойства, характеризуемые временем изменения электромагнитного момента и скорости вращения ротора, в условиях одинакового ограничения модуля напряжения U = 311 [Вольт], подводимого к обмоткам двигателя, мало отличаются друг от друга, что отражено на рисунках 6.26 и 6.32. Потокосцепление ротора, в соответствии с управлением в (6.29), изменяется таким образом, чтобы электромагнитный момент (6.18) формировался в условиях желаемых (6.33), (6.41), (6.42) энергетических свойств, при изменении скорости вращения ротора.



Рисунок 6.31 – Мгновенные значения напряжений в системе вращающихся координат, при изменении скорости вращения ротора энергетически эффективной системы, без осуществления предварительного намагничивания двигателя



Рисунок 6.32 – Зависимости $\omega(t)$, m(t), $I(t) \Psi_{rd}(t)$, отражающие мгновенные состояние асинхронной машины с короткозамкнутым ротором



Рисунок 6.33 – Зависимости η(t), β(t) в процессе управления асинхронной машиной, без предварительного намагничивания двигателя

Анализируя энергетические характеристики, представленные мгновенным значением *КПД* на рисунках 6.28 и 6.33, можно отметить, что при минимуме потерь в обмотках двигателя (рисунок 6.33) на всем временном интервале управления (6.39), *КПД* выше на 5 - 8 %, чем при управлении (6.36). При переходе во вторую зону управления (6.36), рисунок 6.28, значение *КПД* падает на 5% по сравнению с режимом работы при стабилизации *КПД*. В режиме минимума реактивной мощности управления (6.39) (рисунок 6.33), значение *КПД* выше на 7%, по сравнению с управлением (6.36), что связано со значительным снижением потокосцепления ротора во второй зоне, предварительно намагниченной системы.

Таким образом, сравнение двухзонного регулирования скорости и комбинированного управления показывает, управление в условиях стабилизации *КПД* дает возможность, при одинаковой динамики процессов в электрической машине, улучшить энергетическую эффективность работы электропривода на (5 - 8) %.

6.12 Вывод по главе

Применяя комплексный подход к синтезу управляющих воздействий, показана возможность экономичного управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором быстродействующего электропривода. Комплексный подход к синтезу многомерного управления отличается новизной, а решение задачи управления, посредством применения функций энергетического состояния и вариационных методов, является простым и оригинальным. Используя правило выбора решений многокритериальной оптимизации, рассмотрена аналитическая связь между аргументами β и ϕ , характеризующими положение векторов. Посредством функций энергетического состояния определено положение векторов, где достигается минимум реактивной мощности. В зависимости от конструктивных параметров асихронной машины определена величина оценки $\cos \varphi$, при которой реактивная мощность имеет свое минимальное значение. Испльзуя метод обратной модели с линеаризацией по выходу, обеспечена линейная зависимость всех выходных величин от задания. При формировании электромагнитного момента в условиях минимума реактивной мощности до величины 2m_n, насыщение магнитной системы двигателя сказывается слабо.

Сравнительный анализ показывает, не изменяя конструктивных особенностей двигателя, в силу отсытствия предварительного намагничивания, предлагаемое многомерное управление позволяет существенно экономить энергию, затрачиваемую на работу асинхронной машины при различной нагрузке, относительно системы управления при стабилизации потокосцепления ротора асинхронной машины, обеспечивая высокие динамические показатели качества. Энергетические характеристики работы электропривода улучшены во всех режимах работы на (5 -6) %, по сравнению с управлением предварительно намагниченного асинхронного двигателя Результаты моделирования системы управления, учитывающей нелинейность характеристики намагничивания двигателя АИР100L4Y3, представлены в приложении Г.3. При некотором усложнении структуры, комбинированное управление асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором, не зависимо от нагрузки, позволит энергетические свойства электропривода улучшить до 8%. Для этой цели, наряду с электромагнитным моментом, регулируются энергетические свойства электропривода в функции скорости вращения ротора.

Динамика процессов в электроприводе не отличается от управления при стабилизации потокосцепления ротора. Для унификации массового электропривода реализация комбинированного управление является достаточно сложной задачей. Не осуществляя предварительного намагничивания, структура вычислений управляющих воздействий будет существенно проще, если электромагнитный момент формировать при неизменном положении вектора регулируемых переменных. Отклоняясь от экстримального управления при малых нагрузках, в соответствии с правилом выбора решений многокритериальной оптимизации, можно выбрать положение векторов, доставляющее минимум потерь при больших нагрузках, учитывая ограничение по напряжению и насыщение магнитной системы двигателя. Отклоняясь от комбинированного управления, такой подход существенно проще для унификации структуры управления электроприводом. В силу отсутствия предварительного намагничивания двигателя, интегральная оценка энергетической эффективности не намного хуже экстремального управления при минимуме потерь в двигателе. Полученные результаты показали необходимость отхода от традиционной одноканальной модели управления машиной переменного тока и переходу к многомерной структуре управления. Применение комплексного подхода к синтезу управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором актуально, как для электроприводов металлургической и горной промышленности, так и для тягового электропривода подвижного состава, где к технологическим процессам предъявляются высокие динамическме требования в условияхзначительного изменения нагрузки.

Материалы шестой главы опубликованы в следующих работах

- 1 Филюшов, Ю. П. Оптимизация электромагнитных процессов в асинхронной машине с короткозамкнутым ротором / Ю. П. Филюшов // Электричество. 2011. № 5. С.42 47.
- 2 Филюшов, Ю. П. Управления асинхронной машиной в условиях минимума реактивной мощности /Ю. П. Филюшов // Электротехника 2014. № 2. С. 15 20.

³ Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление асинхронной машиной / Ю. П. Филюшов // Электротехника – 2014. – № 6. – С.57 – 65.

⁴ Симаков, Г. М. Управление асинхронной машиной тягового электропривода в условиях минимизации реактивной мощности / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Вестник транспорта Поволжья – № 2 (42) – март - апрель – 2015. – С. 24 – 31

⁵ Симаков, Г. М., Филюшов Ю.П. Связь функций энергетического состояния с процессами электромеханического преобразования энергии / Вторая Всероссийская научно – практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». ISBN 978 – 5 – 906805 – 27 – 2.// РФФИ, грант № 15 – 08 – 20939 – Кемерово, 2015. – С. 127 – 130.

⁶ Симаков, Г. М., Филюшов Ю.П. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления электроприводом переменного тока / 16 научно – техническая конференция « Электроприводы переменного тока» – ЭППТ 2015. – Екатеринбург, 2015. – С 123 – 126.

⁷ Симаков, Г. М. Формирование энергетически эффективных законов управления быстродействующим электроприводом переменного тока / Седьмая научно конференция «Электротехника, энергетика, машиностроение» / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Новосибирск: Изд – во НГТУ, 2015. – С. 58 – 62.

⁸ Симаков, Г. М. Энергоэффективное управление. Исследование энергоэффективного управления быстродействующим асинхронным электроприводом. Девятая международная конференция по автоматизированному электроприводу АЭП 2016 / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Пермь, 2016. – С. 152 – 168.

⁹ Симаков, Г. М. Сравнительная оценка работы асинхронной машины в условиях минимизации реактивной мощности/Г.М.Симаков, Ю.П.Филюшов//Электротехника.–2017.–№ 2.–С.8–15.

ГЛАВА 7 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

7.1 Основные задачи экспериментальных исследований алгоритмов управления различными типами машин переменного тока

Задачей этого раздела ставится подтвердить эффективность применения методологии комлексного подхода к синтезу многомерного управления различными типами машин переменного тока, отличающегося возможность регулировать энергетические свойства быстродействующего электропривода и отсутствием предварительно намагничивания магнитной системы двигателя. Выполнить сравнение результатов моделирования широко применяемых моделей и моделей систем управления электроприводом, представленных в работе, различающихся по способу формирования электромагнитного момента, с результатами, полученными на физической установке.

Поставленные задачи рассматриваются в следующей последовательности:

1. Для подтверждения аналитических выводов методами математического моделирования, рассмотреть свойства модели управления трехканальным нелинейным объектом, делая акцент на звене умножения, связывающего регулируемые переменные и основную выходную величину модели.

2. Путем экспериментального исследования подтвердить аналитические выводы повышения быстродействия многоканальной системы управления при пропорциональном изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом в условиях одинакового ограничения полосы пропускания регулируемых переменных и одинакового ограничения управления.

3. Проверить численными методами динамическую модель системы многомерного управления электроприводом. Сравнить управление при минимизации реактивной мощности, учитывая насыщение магнитной системы двигателя и в линейной части характеристики намагничивания.

4. Подтвердить совпадение аналитических решений и экспериментальных исследований управления синхронной машиной с электромагнитным возбуждением, сформированного посредством комплексного подхода к синтезу. 5. Для синхронной машины с постоянными магнитами организовать алгоритм управления, обеспечивающий формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности *СДПМ* до своего минимального значения. Сравнить результаты экспериментального исследования на физической установке с результатами моделирования и с результатами, полученными в аналитической форме.

6. Провести исследования работы асинхронного электропривода при формировании электромагнитного момента без предварительного намагничивания магнитной системы машины, в условиях одновременного регулирования реактивной мощности.

7. Показать, что применение метода последовательного синтеза многомерного управления в условиях одинаковых ограничений и отсутствии предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, при высокой экономичности, обеспечивает хорошую динамику управления, не уступающую динамике известных структур управления быстродействующим электроприводом переменного тока (с предварительным намагничиванием магнитной системы машины).



Классификация алгоритмов управления по способу формирования электромагнитного момента

Рисунок 7.1 – Классификация основных алгоритмов управления электропривода переменного тока по способу формирования электромагнитного момента

Аналитическое решение задачи управления многоканальным нелинейным объектом, представленное в п. 2. работы, у которого выходная величина нелинейно связана с регулируемыми переменными посредством умножения, исследовано на математической модели трехканального объекта в системе MathLab (Sim Power Systems). Рассмотрены две структуры управления многоканальным объектом, представленным на рисунке 7.2, с тремя управляющими воздействиями. Выходная величина модели объекта зависит от произведения всех трех регулируемых переменных.

В верхней части рисунка многоканальный объект управления приведен к виду одноканальной структуры. Здесь, выходная величина зависит от одной регулируемой переменной в замкнутой системе с ПИ регулятором. Параметры ПИ регулятора выбраны таким образом, чтобы ограничение полосы пропускания T_z^{-1} замкнутого контура регулирования определяло $T_z = 0.01$ [c]. Изменение выходной величины имеет апериодический характер. Показатель степени функции, связывающей выходную величину и модуль регулируемых переменных, равен единице.

В нижней части рисунка представлена структура многомерного управления, сформированного посредством комплексного подхода к синтезу управления. Здесь выходная величина зависит от произведения трех переменных модели, изменяющихся с одинаковым темпом, обеспечивая выполнение условий стационарности, рассмотренные во второй главе. Показатель степени функции связывающей выходную величину и модуль регулируемых переменных равен трем. ПИ регулятор, при структурно параметрическом синтезе управления, выбран таким образом, чтобу полоса пропускания замкнутых контуров регулирования была одинакова и не отличалась от структуры регулирования одноканальной системы. Рисунок 7.26) иллюстрирует процессы изменения выходных величин от скачка задания. Темп изменения выходной величины, при сформированном управлении, в три раза выше темпа изменения выходной величины относительно одноканальной структуры управления. За счет форсирования управления сразу по всем трем каналам регулирования, время формирования выходной величины, в условиях одинакового ограничения управляющих воздействий на рисунке 7.3, в три раза меньше.



б)

Рисунок 7.2 – а) различные структуры управления многоканальным объектом, б) процессы формирования выходных величин без ограничения управления



а) выходные величины при ограничении управления различных систем



б) регулируемые переменные при различном управлении

Рисунок 7.3 – Переходные процессы при ограничении управления на выходе ПИ - регуляторов
Результаты моделирования подтверждают, быстродействие системы управления многомерным объектом будет существенно выше при пропорционально изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом и линейной зависимости выходных величин от здания в условиях одинаковых ограничений управления. Формируя управление методом обратной модели, обеспечена компенсация нелинейности объекта, позволяя привести систему к линейному виду, при апериодическом характере изменения основной выходной величины. Рисунки 7.3*a* и 7.3*6*, иллюстрирует процессы изменения выходных величин и регулируемых переменных в условиях одинакового ограничения управляющих воздействий.

Темп изменения регулируемых переменных ограничен полосой пропускания замкнутых контуров, характеризуемой параметром T_z , таким образом, что дальнейшее увеличение быстродействия регулируемых переменных не будет иметь смысла, в силу влияния помех и возможности источника питания. В условиях одинакового ограничения полосы пропускания замкнутых контуров, выходная величина системы многомерного управления будет изменяться в три раза быстрее, чем в системе, приведенной к одноканальному виду. На рисунке 7.4 представлены управляющие воздействия с выхода ПИ регуляторов, при одинаковом ограничении управления. Структура с пропорциональным изменением регулируемых переменных и одинаковым темпом, несмотря на существенную нелинейность системы при ограничении напряжения, обеспечивает форсирование управления ΠU - регуляторами до предельного уровня сразу по всем каналам регулирования, за счет чего и обеспечивается высокое быстродействие.

С ростом нагрузки, кабическая связь модуля регулируемых переменных и выходной величины позволяет увеличить темп изменения сигнала на выходе системы, рисунок 7.3. При выходе из ограничений управляющих воздействий, регулируемые переменные изменяются по линейному закону. Повышение быстродействие системы достигается счет более быстрого изменения кубической функции, связывающей регулируемые переменные и выходную величину.

253



Рисунок 7.4 – Воздействия на объект при различном управлении в условиях одинакового ограничения на выходе ПИ регуляторов

7.3 Сравнение энергетических характеристик различных типов синхронных машин регулируемого электропривода при формировании электромагнитного момента в различных условиях

Но основание рассмотренной методологии п.2, комплексный подход к синтезу многомерного управления машиной переменного тока, обеспечивает наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода переменного тока, без осуществления предварительного намагничивания магнитной системы двигателя. Рассмотрим эффективность применения стратегии синтеза управления п.5.1 синхронной машиной с электромагнитным возбуждением средней мощности:

$$\begin{split} P_{\rm HOM} &= 13.5[\kappa Bm], \ U_{\phi} = 220[B], \ \omega_n = 157[rad/c], \ m_n = 86[H_M], \\ \eta &= 0.89, \ \cos(\varphi) = 0.81, \ p = 2, \ R_s = 0.21[O_M], \ R_r = 0.27[O_M], \\ L_m &= 0.011[\Gamma_H], \ L_s = 0.014[\Gamma_H], \ L_r = 0.017[\Gamma_H], \ J = 0.13[\kappa_{\rm CM}^2]. \end{split}$$

На рисунках 7.5*a* и 7.5*b* представлены переходные процессы управления (5.21), обеспечивающего формирование электромагнитного момента предварительно намагниченной машины при стабилизации тока ротора. На рисунке 7.5 представлено а) изменение электромагнитного момента *m* [Nm] и модуля вектора потокосцепления Ψ [Wb]. На рисунке 7.5 представлены б) фазные значения тока *i*_a, напряжения *u*_a и тока ротора *u*_r, при изменении электромагнитного момента до уровня $2m_n$ и скорости до номинального уровня $\omega_n = 157$ [rad/c].

Величина тока ротора выбрана на уровне $i_r = 55$ [A], что отвечает номинальной величине фазного напряжения U = 220 [B], при номинальной нагрузке. Электромагнитный момент ограничен на уровне 2 m_n [Hм]. Полоса пропускания регулируемых переменных ограничена параметром времени внутреннего контура $T_z = 0.01$ [c]. Из представленных рисунков следует, в предварительно намагниченной машине, время формирования электромагнитного момента составляет $5T_z = 0.05$ [c], что отвечает значению апериодического звена с параметром времени T_z .

Наблюдается существенный рост модуля вектора потокосцепления статора $\Psi = 1.6$ [Wb], при формировании электромагнитного момента до значения 2 m_n . Ограничение модуля фазного напряжения составляет $U_{\phi} = 311$ [B].

При управлении (5.22), без предварительного намагничивания синхронной машины, структурная схема отражена на рисунке 5.15. Вектор управления обеспечивает формирование электромагнитного момента при минимуме тепловых потерь в условиях одновременного регулировании реактивной мощности. Переходные процессы, аналогичные процессам управления 5.21 на рисунке 7.5, при скачке задания электромагнитного момента $2m_n$ и задании минимума реактивной мощности, иллюстрированы на рисунке 7.6. а, где показано изменение электромагнитного момента m[Nm] и модуля вектора потокосцепления Ψ [Wb]. На рисунке 7.6. б представлены фазные значения тока i_a , напряжения u_a и тока ротора u_r , при изменении электромагнитного момента до уровня $2m_n$ и скорости до номинального уровня $\omega_n = 157[rad/c]$.

Из представленных рисунков хорошо видно, при ограничении модуля фазного напряжения $U_{\phi} = 311$ [B], время формирования электромагнитного момента составляет $2.5T_z = 0.025$ [c] что, соответствует повышению быстродействия системы в два раза относительно системы управления предварительно намагниченной машины и полностью подтверждает аналитические выводы.

Сравнение рисунков 7.5 б и 7.6 б позволяет утверждать о регулировании реактивной мощности до своего минимального значения, что подтверждается совпадением фаз тока и напряжения. Модуль вектора напряжения, требуемого для функционирования электрической машины, снижен на 34%. При формировании электромагнитного момента (5.22) в условиях абсолютного минимума потерь, без предварительного намагничивания двигателя, отмечено существенное снижение затрат энергии на выполнение работы за время переходного процесса, по сравнению с предварительно намагниченной системой двигателя.



а) изменение электромагнитного момента *m*[Nm] и модуля вектора потокосцепления Ψ[Wb]



б) фазные значения тока i_a , напряжения u_a и тока ротора u_r , при изменении электромагнитного момента до уровня $2m_n$ и скорости до номинального уровня $\omega_n = 157[rad/c]$

Рисунок 7.5 – Переходные режимы предварительно намагниченной машины, при скачке задания электромагнитного момента 2*m*_n



а) изменение электромагнитного момента m[Nm] и модуля вектора потокосцепления Ψ[Wb]



б) фазные значения тока i_a , напряжения u_a и тока ротора u_r , при изменении электромагнитного момента до уровня $2m_n$ и скорости до номинального уровня $\omega_n = 157[rad/c]$

Рисунок 7.6 – Переходные режимы в системе без предварительного намагничивания машины, при скачке задания электромагнитного момента 2*m*_n и задания минимума реактивной мощности Энергия, затрачиваемая на нагрев двигателя, в силу отсутствия предварительного намагничивания магнитной системы, снижена на 26.8 %. Интегральная оценка *КПД* в переходных режимах, за время формирования электромагнитного момента и соответствующем изменении скорости вращения ротора улучшена на 7 %.

Для синхронной машины с постоянными магнитами (*СДПМ*) исследована модель управления, обеспечивающая формирование электромагнитного момента в условиях одновременного регулирования реактивной мощности *СДПМ* до своего минимального значения. За основу модели двигателя взяты уравнения Кирхгофа, описывающие состояние синхронной машины с постоянными магнитами мощностью 2.2 [*кВm*]. Параметры неявнополюсной синхронной машины следующие:

$$P=2.2 \ [\kappa Bm], N=1000 \ [o6/мин], U=220 \ [B], M=21 \ [H_M],$$

 $L_s=0.033 \ [Г_H], L_m=0.0291 \ [Г_H], R_s=0.57 \ [O_M], K_o \Psi_o=0.95 \ [B6], p=3, (7.1)$

Структурная схема системы в программном пакете *MathLab* (*Sim Power Systems*), в совокупности с блоками преобразования, регуляторами и измерения, отображена на рисунке 7.7. Иллюстрация модели *СДПМ* представлена на рисунке 7.8. В состав модели входят преобразователи координат, узлы вычисления *ЭДС* и электромагнитного момента, звено сухого трения и датчик углового положения вала двигателя. На рисунке 7.9 представлен регулятор скорости, обеспечивающий изменение частоты вращение ротора, выход которого ограничен и является заданием электромагнитного момента. На рисунке 7.10 представлены блоки, обеспечивающие прямое и обратное преобразование координат, в которых рассматривается система управления. Узел ограничения модуля вектора напряжения, подводимого к обмоткам двигателя, представлен на рисунке 7.11.



Рисунок 7.7 – Структурная схема управления СДПМ



Рисунок 7.8 – Модель синхронной машины с постоянными магнитами



Рисунок 7.9 – Регулятор скорости системы управления синхронной машины с постоянными магнитами



Рисунок 7.10 – Блоки прямого и обратного преобразования координат



Рисунок 7.11 – Узел ограничения модуля вектора напряжения на уровне 311 вольт



Рисунок 7.12 – Регуляторы управления поперечным током синхронной машины с постоянными магнитами

Для системы, в которой формирование электромагнитного момент осуществляется током по поперечной оси, рисунок 7.12 иллюстрирует регуляторы тока в системе вращающихся координат.

На рисунке 7.13*а* и 7.13*б* представлены переходные процессы управления *СДПМ* током по поперечной оси. На рисунке 7.14 показаны процессы формирования токов во времени в системе вращающихся координат при изменении частоты вращения ротора в условиях отсутствия нагрузки.

Для анализа работы *СДПМ* при управлении, сформированном методом последовательного синтеза, на рисунке 7.15 представлены корректоры токов по продольной и поперечной оси, обеспечивающих формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения. Вектор управления соответствует выражению (5.34) пятой главы:

$$\mathbf{U} = \frac{2}{3p} \frac{u_{ref}}{\psi^2} T_z^{-1} \mathbf{D}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L}^{\mathrm{T}} \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \omega p \mathbf{D} \mathbf{L} \mathbf{I} + \mathbf{K} \mathbf{I}$$
(7.2)

На рисунках 7.15 *а* и 7.16 *б* отражены процессы формирования электромагнитного момента *СДПМ* при одновременном регулировании реактивной мощности. Сравнение рисунков 7.11 и 7.15, показывает, при одинаковой динамики процессов, напряжение, подводимое к обмоткам статора при номинальной частоте вращения ротора и нагрузке 3 m_n , больше на 28 % чем при управлении в условиях минимизации реактивной мощности.

Сравнение рисунков 7.12 и 7.16 подтверждает возможность регулирования реактивной мощности до своего минимального значения. Хорошо видно совпадение фазных напряжений и токов в статических и динамических режимах. Рисунок 7.16 иллюстрирует процесс регулирования реактивной мощности в статических и динамических режимах.



а) Переходные процессы управления СДПМ током по поперечной оси



б) Фазный ток и напряжение, при управлении СДПМ током по поперечной оси

Рисунок 7.13 – Процессы формирования электромагнитного момнта СДПМ током по поперечной оси



Рисунок 7.14 – Переходные процессы токов в системе вращающихся координат при изменении частоты вращения ротора



Рисунок 7.15 – Регуляторы управления моментом синхронной машины с постоянными магнитами при регулировании реактивной мощности до своего минимального значения



а) Модуль вектора напряжения, угловая частота и электромагнитный момент *СДПМ* при регулировании реактивной мощности



б) Фазный ток и напряжение, при регулировании реактивной мощности

Рисунок 7.13 – Процессы формирования электромагнитного момента СДПМ при минимуме реактивной мощности



Рисунок 7.17 – Переходные процессы токов в системе вращающихся координат при изменении частоты вращения ротора в условиях минимизации реактивной мощности

7.4 Описание экспериментальной установки для физических исследований СДПМ

Проведены исследования работы синхронного двигателя с постоянными магнитами мощностью 2.2 [кВm] (7.1) электропривода переменного тока. Для этой цели разработана экспериментальная установка физических исследований различных управлений СДПМ. В экспериментальной установке применены аналоговые и цифровые элементы. Входное аналоговое устройство организовано на операционных усилителях типа К140УД20. Цифровые устройства выполнены на элементах серии К1533. Для формирования опорных периодических сигналов применены запоминающие устройства типа К573РФ2. Элементы умножения и цифро-аналоговые преобразователи выполнены на микросхемах *КР572ПА1*. Обмотки статора двигателя соединены звездой и запитаны от серийного трехфазного регулируемого источника тока, который построен на базе комплектного асинхронного ЭП с частотно-токовым управлением «Размер 2М-5-2» [118]. Датчики положения и скорости расположены на валу двигателя. Вал синхронного двигателя соединен с валом короткозамкнутой асинхронной машины, выполняющего функции нагрузочного двигателя. На рисунке 7.18 представлена функциональная схема системы регулирования скоростью синхронного двигателя с постоянными магнитами, реализующая способ формирования электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности.

На функциональной схеме приняты следующие обозначения: тригонометрический анализатор - устройство для вычисления направляющих косинусов для $\Pi K1$ и $\Pi K2$, $\Pi K1$ - преобразователь координат, обеспечивающий преобразование сигналов системы, вращающейся вместе с ротором d и q в сигналы неподвижных координат, а затем в сигналы задания фазных токов A, B, C, $\Pi K2$ - преобразователь координат, обеспечивающий преобразование сигналов системы трехфазных токов A, B, C, в сигналы неподвижных координат системы α , β , а затем в сигналы системы d и q, вращающейся вместе с ротором; $Б\Phi BV$ - блок формирования вектора управления, позволяющий реализовать тот или иной алгоритм управления; *K1, K2, K3, K4, K5, K6, K7* – контрольные точки блока $Б\Phi BV$, позволяющие контролировать сигналы управления во вращающихся координатах *d*, *q*; *PC* – *ПИ*-регулятор скорости; *H3* – нелинейное звено, обеспечивающее ограничение с выхода регулятора скорости; *K*_{oc} - звено, формирующее сигнал обратной связи по скорости; *CД* - синхронный двигатель с постоянными магнитами; ω - датчик обратной связи по скорости; *BG* - датчик обратной связи по положению.

Вектор управления сформирован в соответствии с уравнением (2.2). Устройство работает следующим образом. Сигнал частотой 20 МГц тактового генератора, после деления на 10 поступает на счетчик К1553 ИЕ10, выход которого соединен с входом $\Pi 3Y$ на элементах $K572P\Phi 2$, где записана информация о синусе и косинусе. С выхода сигналы поступает на вход ЦАП, от которых запитаны статорные обмотки ВТ (вращающего трансформатора). Благодаря этому, во вращающемся трансформаторе образуется круговое вращающееся магнитное поле, которое перемещается в пространстве с угловой скоростью $p\omega = 2\pi f$. При этом в роторной обмотке BT индуцируется ЭДС, которая имеет такую же частоту, но сдвинута по фазе относительно опорного напряжения на угол, который определяется углом поворота ротора. Сигнал ЭДС поступает в блок ФИ, где формируются импульсы для обнуления регистра на элементе *К1553ТМ9*, выход которого соединен с входами $\Pi 3V$ на элементах $K572P\Phi 2$, где записана информация о синусе и косинусе. Этот сигнал в цифровом виде определяет положение ротора двигателя и поступает на преобразователи координат ПК1 и ПК2. На рисунке 7.20 показана схема блока преобразований сигналов координат – трехфазной системы в двухфазную (*a*) и двухфазной системы в трехфазную (δ). На рисунке 7.21 представлен блок преобразования сигналов неподвижной системы координат в сигналы вращающейся системы координат. На рисунке 7.22 представлены снимки синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов электропривода переменного тока.





Рисунок 7.19 – Тригонометрический анализатор



Рисунок 7.20 – Схема блока преобразования фаз - трехфазной системы в двухфазную (а) и двухфазной системы в трехфазную (б)



Рисунок 7.21 – Схема блока преобразования сигналов неподвижной системы координат в сигналы вращающейся системы координат



Рисунок 7.22 – Комплект установки системы управления с СДПМ

7.5 Исследование переходных режимов работы СДПМ электропривода

Функциональная схема установки обеспечивающей формирование электромагнитного момента *СДПМ* при одновременном регулировании реактивной мощности, приведена на рисунке 7.18. Сигнал рассогласования задания скорости *Uз* и обратной связи по скорости подается на вход регулятора скорости *PC*. Задание частоты вращения ротора контролируется в контрольной точке *Km5*. Изменение частоты контролируется в контрольной точке *Km6*. С контрольных точек *Km1* и *Km2*, снимаются сигналы, отражающие задание управляющих воздействий в системе вращающихся координат d и q. Фазные токи i_A , i_B отображены сигналами, снимаемыми с датчиков тока. В контрольных точках *Km3* и *Km4* контролируются преобразованные сигналы, снятые с датчиков фазных токов. В контрольной точке *Km7* контролируется сигнал, характеризующий поток постоянных магнитов.

Результаты процессов фиксируются путем фотографирования сигналов на экране двух - канального осциллографа. Приведенное значение потока постоянных магнитов определено технической документации на синхронный двигатель (7.1). На рисунке 7.23 показан сигнал с датчика скорости и тока I_q , при отработке сигнала задания скорости синхронного двигателя работающего в режиме минимума потребления реактивной мощности. На рисунке 7.24 показаны сигналы с датчиков токов i_q и i_d при отработке сигнала задания скорости синхронного двигателя работающего в режиме минимума потребления реактивной мощности в условиях ограничения электромагнитного момента на уровне 3 m_n. Полученные результаты достаточно хорошо совпадают с результатами моделирования, иллюстрированными на рисунках 7.13 и 7.17.



Рисунок 7.23 – Сигнал с датчика скорости и сигнал тока *i*_q, с выхода преобразователя координат, при отработке сигнала задания скорости синхронного двигателя при минимуме реактивной мощности



Рисунок 7.24 – Сигнал токов *i_q* и *i_d* с выхода преобразователя координат, при отработке задания скорости синхронного двигателя при минимуме потребления реактивной мощности

Проведенные теоретические исследования в пятой части работы показали возможность решения задачи формирования электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения. Кроме результатов моделирования, подтверждением теоретических результатов является экспериментальные исследования статических и динамических режимов системы управления скоростью *СДПМ*. Для практической апробации алгоритма управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности, проведены следующие работы:

1. Сформировано математическое описание экспериментальной установки в системе математического пакета моделирования, проведено исследование работы модели синхронной машины с постоянными магнитами, при управлении, обеспечивающем формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения.

2. Построена экспериментальная установка на цифро-аналоговых элементах для физического исследования электромагнитных процессов в *СДПМ* при реализации требуемых алгоритмов управления.

3. Дано описание установленных узлов и алгоритмов управления, реализуемых на экспериментальной установке.

4. В качестве регулятора скорости использован ПИ - регулятор.

5. Произведено сравнение переходных процессов, полученных в результате моделирования способа формирования электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности, и процессов, полученных на экспериментальной установке.

В ходе эксперимента задавались режимы пуска при различном уровне задания скорости вращения ротора при отработке приложенного момента сопротивления и холостом ходе.

7.6. Исследование управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором при минимизации реактивной мощности

За основу модели двигателя п.6.1, взяты уравнения Кирхгофа (6.1), описывающие состояние асинхронной машины АИР100L4Y3 общепромышленного применения в системе вращающихся координат:

$$\begin{split} P_n &= 3000[Bm], U_{\phi} = 220[B], N = 1000[o\delta/muh], I_n = 6.6[A], m_n = 20.5[Hm] \ , \\ p &= 3, \eta = 0.85, \cos(\varphi) = 0.81, S = 7.1 \ , \\ L_s &= 0.201[\Gamma h], L_r = 0.206[\Gamma h], R_s = 1.707[Om], R_r = 1.125[Om] \ . \end{split}$$

Структурная схема системы, в совокупности с блоками преобразования и измерения, представлена в системе MathLab (Sim Power Systems), на рисунке 7.25. Иллюстрация модели асинхронной машины с короткозамкнутым ротором в системе неподвижных координат α , β представлена на рисунке 7.26. Вектор управления, представленный структурной схемой на рисунке 7.27, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы электрической машины, обеспечивает быстрое изменение электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения.

$$\mathbf{U} = -\mathbf{K}\boldsymbol{\Psi} - \mathbf{E}_{s} \left(\frac{R_{r}L_{m}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} \boldsymbol{\Psi}_{d} - \frac{R_{r}L_{s}}{L_{r}L_{s} - L_{m}^{2}} \boldsymbol{\Psi}_{r} \right) \boldsymbol{\Psi}_{r}^{-1} \boldsymbol{\Psi} + \mathbf{B} \frac{U_{ref}}{T_{z}} \boldsymbol{\Psi}_{r}^{-1},$$

На рисунке 7.28 представлен блок преобразования координат. Рисунок 7.29 иллюстрирует блок измерения, обеспечивающий вычисление мгновенных вычислений мощности *P*, *КПД*, значения угла φ и соs(φ). На рисунке 7.30 представлено изменение электромагнитного момента и токов ротора и статора в замкнутой по скорости системе. В первый момент времени, токи статора и ротора направлены встречно друг другу, что определяет высокий темп их изменения. Значения пото-косцеплений статора определены переходной индуктивностью и токами.



Рисунок 7.25 – Структурная схема управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором



Рисунок 7.26 – Модель асинхронной машины с короткозамкнутым ротором



Рисунок 7.27 – Вектор управления асинхронной машины с короткозамкнутым ротором



Рисунок 7.28 – Блок преобразования координат и вычислитель регулируемых переменных



Рисунок 7.29 – Блок измерения



а) изменение электромагнитного момента и токов ротора и статора



 б) изменение электромагнитного момента, частоты вращения ротора, потокосцепления ротора и тока статора по поперечной оси в замкнутой по скорости системе регулирования, при начальных условиях равных нулю

Рисунок 7.30 – Переходные режимы асинхронной короткозамкнутой машины при формировании электромагнитного момента без осуществления предварительного намагничивания, в условиях одновременного регулирования реактивной мощности и ограничении модуля фазного напряжения на уровне 311 вольт

Характер формирования электромагнитного момента носит апериодический характер и полностью отвечает полученному в 6 главе аналитическому выражению, где $T_z = 0.02$ [c]. Электромагнитный момент ограничен на уровне m_n . Модуль вектора тока в номинальном режиме имеет величину $i_n = 10$ [A]. Ограничение модуля вектора фазного напряжения выполнено на уровне $u_{\phi} = 311$ [B]. Не выполняя предварительного намагничивания, наблюдается увеличение модуля тока статора в переходном процессе до уровня 2.5 i_n .

При выбранной ориентации системы по полю, задание на потокосцепление ротора пропорционально току статора по поперечной оси i_d , который определяет ток намагничивания двигателя в статических режимах. Величина i_d составляет 30% номинальной величины полного тока. При формировании электромагнитного момента, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы двигателя, рисунок 7.30 а иллюстрирует быстрое изменение тока намагничивания i_d до величины 2.5 i_n . Ткая величина тока i_d является форсированием в 6 - 8 раз величины задания потокосцепления ротора, темп изменения которого характеризуется постоянной времени T_r :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = 0.165[c],$$

обеспечивая высокую динамику изменения потокосцепления ротора в условиях существующих ограничений напряжения статора. Быстрое изменение потокосцепления ротора определяет высокий темп формирования электромагнитного момента, не осуществляя предварительного намагничивания магнитной системы асинхронной короткозамкнутой машины. Линейная зависимость электромагнитного момента от задания в статических и динамических режимах достигнута путем применения звена деления и выполнения условий стационарности, определяющих одинаковый темп изменения регулируемых переменных. Изменение электромагнитного момента и потокосцепления ротора в замкнутой системе с ПИ - регулятором скорости иллюстрирует рисунок 7.30 *б*. Ограничение момента выполнено на уровне 20 [Hм]. На рисунке 7.31 представлены фаз-ные значения тока и напряжения замкнутой по скорости системе регулирования. В силу малого значения ЭДС вращения, модуль вектора напряжение имеет величину u = 35 [B].

Рисунок 7.31 иллюстрирует одинаковое отставание фазного тока от напряжения, при номинальной нагрузке и нагрузке равной 0.1 m_n . Из представленного рисунка следует, отставание фазы тока от фазы напряжения составляет постоянную величину, равную $\varphi \approx 35^0$ и соответствует максимально возможному значению $\cos(\varphi) = 0.84$:

$$\cos(\varphi) = \sqrt{\frac{L_m^4}{L_m^4 + 4L_sL_r(L_rL_s - L_m^2)}} = 0.849.$$

Несмотря на отсутствие предварительного намагничивания двигателя, проведенные исследования подтверждают, динамика процессов формирования электромагнитного момента не уступает динамики одноканальной структуры при одинаковом ограничении управления. Отсутствие предварительного намагничивания двигателя определяет увеличение интегральной оценки *КПД* работы электрической машины за время переходного процесса на 5 – 6% по сравнению с системой управления, в которой электромагнитный момент формируется при стабилизации потокосцепления ротора.



Рисунок 7.31 – Фазные значения тока *i*_A и напряжения *U*_b, при отработке сигнала задания скорости асинхронной машины, в условиях регулирования реактивной мощности и ограничения модуля фазного напряжения на уровне 311 вольт

7.7. Выводы по результатам экспериментальных исследований

Экспериментальные исследования показали эффективность применения стратегии комплексного подхода к синтезу управления, для формирования электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода переменного тока различного типа (приложение Г). Результаты моделирования структур управления различными типами электрических машин быстродействующегоэлектропривода совпадают с аналитическими решениями и результатами, полученными на экспериментальной установке.

Экспериментальные исследований дополнительно подтверждают корректность решений аналитических задач управления. По результатам исследований сделаны следующие выводы:

1. Результаты моделирования управления многомерным объектом, в котором выходная величина, являющаяся произведением трех регулируемых переменных, показывают, при формировании управления разработанным методом комплексного подхода к синтезу, темп изменения выходной величины в три раза превышает темп изменения выходной величины в системе, приведенной к виду одноканальной структуре управления. Ограничение полосы пропускания замкнутых контуров регулируемых переменных одинаково. Результаты исследований подтвердили важный аналитический вывод, при соблюдении условий стационарности и одинаковой полосе пропускания замкнутых контуров, быстродействие системы зависит от числа каналов управления, определяющего показатель степени функциональной связи модуля вектора регулируемых переменных и выходной величины.

2. Проведенные исследования показывают возможность регулировать реактивную мощность синхронной машины с электромагнитным возбуждением до своего минимального значения. При минимизации реактивной мощности, модуль вектора напряжения, требуемого для функционирования электрической машины, может быть снижен на 34%. 3. При формировании электромагнитного момента в условиях минимума потерь синхронной машины с электромагнитным возбуждением, без предварительного намагничивания двигателя, отмечено существенное снижение затрат энергии за время переходного процесса, по сравнению с предварительно намагниченной системой двигателя. Энергия, затрачиваемая на нагрев двигателя, в силу отсутствия предварительного намагничивания магнитной системы, снижена на 26.8 %. Интегральная оценка *КПД* в переходных режимах, за время формирования электромагнитного момента улучшена на 8 %.

4. Анализ динамических и энергетических свойств работы синхронной машины с постоянными магнитами показывает эффективность применение метода последовательного синтеза управления, обеспечивающего формирование электромагнитного момента при одновременном регулировании реактивной мощности *СДПМ* до своего минимального значения. Выполненные исследования управления *СДПМ* на экспериментальной установке совпадают с результатами моделирования и дополнительно подтверждают верность аналитических выводов. Полученные результаты позволяют утверждать, при минимизации реактивной мощности, в условиях одинаковой динамики процессов, напряжение, подводимое к обмоткам статора при номинальной частоте вращения ротора и нагрузке 3 m_n , меньше на 20 % чем при управлении током по поперечной оси. Такой результат дает возможность увеличить диапазон регулирования на 20% в области высоких скоростей и, за счет увеличения возможности форсирования управления, повысить быстродействие электропривода.

5. Проведены исследования управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором. Результаты моделирования подтверждают, не выполняя предварительного намагничивания магнитной системы асинхронной машины возможно быстро изменять электромагнитный момент при одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения.

285

Такой подход к управлению асинхронной машины позволит, не снижая быстродействия, улучшить интегральную оценку *КПД* на (5 – 6) % при изменении нагрузки.

6. Усложнив структуру управления асинхронной машиной, применив комбинированное управление, за счет регулирования энергетических свойств машины в функции скорости вращения ротора, интегральная оценка *КПД* улучшается до 8% за время переходного процесса.

7. Экспериментальные исследования подтверждают необходимость перехода к новым структурам управления машиной переменного тока, основанным не на разделении во времени процессов формирования электромагнитного момента, а на одновременном изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом. В этом случае становится возможным, наряду с быстрым формированием электромагнитного момента, регулировать и энергетические свойства быстродействующего электропривода.

Материалы седьмой главы опубликованы в следующих работах

¹ Филюшов, Ю. П. Состояние и оценка качества работы электропривода переменного тока / Ю.П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 1. – СЗ6 – З9.

² Симаков, Г. М. Моделирование электромеханических процессов: учебное пособие / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Новосибирск: ИЦ «Золотой колос», 2014. – 131с.

³ Симаков, Г. М. Анализ энергетических характеристик электропривода переменного тока в переходных процессах / Первая Всероссийская научно – практическая конференция. Энергетика и энергосбережение: теория и практика» /Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Кемерово, 2015. – С. 34 – 37.

⁴ Симаков, Г. М. Анализ быстродействия многоканального объекта управления / Вторая Всероссийская научно – практическая конференция. Энергетика и энергосбережение: теория и практика» / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Кемерово, 2016. – С. 42 – 45.

⁵ Simakov, G. M. Asynchronous electric drive control without pre – magnetization / G. M. Simakov, V. Yu. Filushov, Yu. P Filushov //18th International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices. 2017. Vol. 742, pp. 525 – 528

⁶ Симаков, Г. М. Сравнительные оценки энергетических свойств работы асинхронного электропривода в переходных процессах / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Электротехника. – 2017. – № 5. – С. 60 – 66.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе дано решение крупной научно-технической проблемы энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока. На основании выполненных исследований, автором предложена методология синтеза управления, обеспечивающего эффективное использование электрической машины и источника питания для реализации различных технологических задач в рамках установленных ограничений. Разработанные теоретические положения, объединенные общей концепцией комплексного подхода к синтезу многомерного управления электроприводом переменного тока, имеют важное теоретическое и практическое значение.

Перечень полученных основных научных положений и практических результатов:

1. Доказаны положения современной теории управления многомерными объектами определенного класса, на основании которых формируется управление электрической машиной, обеспечивающее апериодический характер изменения электромагнитного момента за минимальное время, при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода.

2. Показано, что изменение состояния электрической машины за минимальное время, при формировании выходных величин в условиях ограничения полосы пропускания внутренних контуров, должно осуществляться при пропорциональном изменении регулируемых переменных с одинаковым темпом.

3. На основании физических особенностей установлена зависимость силовых и энергетических характеристик электрической машины от аргументов, определяющих положение векторов в системе вращающихся координат. В качестве характеристик выступают электромагнитный момент, энергия магнитного поля, тепловые потери и напряжение, подводимое к обмоткам двигателя. Показано влияние функций энергетического состояния на процессы электромеханического преобразования энергии.

4. Используя метод Эйлера - Лагранжа установлены условия экстремального управления, при которых мощность, подводимая к обмоткам двигателя для изменения электромагнитного момента с заданным темпом, имеет минимальное значение.

5. Применяя функции энергетического состояния, установлена аналитическая зависимость показателей энергетической эффективности и интенсивности процессов преобразования энергии электрической машины, на основании которой установлена в явном виде зависимость показателей динамических и энергетических свойств электропривода.

6. Установлена в явном виде связь основных свойства работы электропривода с помощью четырех показателей качества, способных выступать в качестве ограничений при реализации желаемого соотношения энергетических и динамических свойств электропривода, заданного технологическими требованиями.

7. На основании явной связи основных свойства работы электропривода разработано правило выбора решений многокритериальной оптимизации электропривода переменного тока.

8. Разработан метод формализации требований к управлению, обеспечивающему эффективное использование электрической машины и источника питания, в зависимости от технологической задачи, учитывая потери в стали и насыщение магнитной системы двигателя.

9. Разработана методология комплексного подхода к синтезу многомерного управления, отличающегося, при апериодическом характере формирования электромагнитного момента, способностью регулировать основные свойства электропривода.

10. Получена динамическая модель структуры многомерного управления электроприводом переменного тока, позволяющая определить мгновенные значения всех компонент вектора состояния и значения основных показателей качества в любой момент времени переходного процесса.

11. Разработан метод интегральной оценки эффективности различных законов управления электрической машиной в переходных режимах. Используя функции энергетического состояния, метод позволяет на стадии проектирования сопоставить в аналитическом виде основные свойства электропривода переменного тока различного типа при различных алгоритмах управления.

12. Предложено управление синхронной машиной электромагнитного возбуждения без предварительного намагничивания, отличающееся апериодическим характером формирования электромагнитного момента при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности. Время изменения электромагнитного момента относительно системы приведенной к одномерному виду уменьшено в два раза. Интегральная оценка *КПД* за время переходного процесса улучшена на 7 - 8%.

13. Предложено управление явнополюсной и неявнополюсной синхронной машиной с возбуждением от постоянных магнитов, отличающееся формированием электромагнитного момента при минимуме реактивной мощности. Управление позволяет в номинальных режимах снизить величину требуемого напряжения на 20%, что позволяет на 20% расширить диапазон регулирования скорости и, путем дополнительного форсирования управления, повысить темп изменения электромагнитного момента.
14. Предложено управление асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором, отличающееся отсутствием предварительного намагничивания двигателя при апериодическом характере формирования электромагнитного момента и одновременном регулировании реактивной мощности до своего минимального значения. Относительно управления при стабилизации потокосцепления, при одинаковом быстродействии, интегральная оценка *КПД* за время переходного процесса улучшена на 5 - 6%;

15. Предложена структура комбинированного управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором, обеспечивающего изменение электромагнитного момента при одновременном регулировании энергетических свойств электропривода в функции скорости вращения ротора. При некотором усложнении структуры управления и одинаковом быстродействии с системой управляемой при стабилизации потокосцепления ротора, интегральная оценка *КПД* улучшена на 6 – 8% за время переходного процесса.

16. Разработанные теоретические положения в совокупности с практическими результатами создают объективные предпосылки для внедрения в практику электроприводов нового поколения, позволяющих увеличить производительность технологических процессов при снижении энергетических затрат.

Областью применения разработанных алгоритмов управления могут быть электропривода металлургической, металлообрабатывающей промышленности, электропривода подвижного состава железнодорожного транспорта, где к технологическим процессам предъявляются высокие динамические и энергетические требования в условиях существенного изменения нагрузки.

Представленные исследования и научные положения, связанные единой целью разработанной концепции, рассматриваются как решение научной проблемы имеющей важное народно - хозяйственное значение, отвечающее актуальной проблеме современности - эффективности управления и ресурсосбережения. Решение таких задач путем оптимизации управления относится к приоритетным направлениям развития науки, определенным указом президента РФ от 07.07.2011 N 899 «Об утверждении приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации и перечня критических технологий Российской Федерации».

Направление дальнейших исследований.

Дальнейшие исследования предполагают разработку устройств идентификации взаимной индуктивности двигателя при насыщении его магнитной системы, разработку простых устройств наблюдения для реализации многомерного управления электроприводом различного типа без датчика положения на валу электрической машины. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1 Андриенко, В. М. Электромеханическое преобразование энергии в машинах постоянного тока / В. М. Андриенко // Известия вузов. Электромеханика. – 1985. – № 12. – С. 14 – 16.

Атабеков, Г. И. Теория линейных электрических цепей. / Г. И. Атабеков.–
 М.: Советское радио, 1960. – 712 с.

3 Алексеев, В. М. Оптимальное управление. / В. М. Алексеев, В. М. Тихомиров, С. В. Фомин – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 430 с.

Бессекерский, В. А. Теория систем автоматического регулирования / В.
 А. Бессекерский, Е. П. Попов – М.: Наука, 1972. – 768 с.

5 Беллман, Р. Динамическое программирование. / Р. Беллман. – М.: Иностранная литература, 1960. – 250 с.

6 Бочонков Б. М. Бесконтактные двухзвенные электроприводы с синхронными двигателями магнитоэлектрического возбуждения: (автореф.) дис. ... канд. техн. наук: 05. 09.0 3 / Бочонков Борис Михайлович. – Новосибирск, 1988. – 146 с.

Буканова, Т. С. Оптимизационная концепция построения системы управления электрической машиной / Т. С. Буканова, А. Б. Савиных, Л. А. Стешина // Мехатроника, автоматизация и управление. – 2009 – № 10 (103). – С. 48 – 50.

8 Бор – Раменский А. Е. Быстродействующий электропривод /А. Е. Бор –
 Раменский, Б. Б. Воронецкий, В.А. Святославский. – М.: Энергия, 1969 – 168 с.

9 Браславский, И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод:
Учеб. пособие для студентов высш. учеб. Заведений / И. Я. Браславский, З. Ш.
Ишматов, В. Н. Поляков. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 256 с.

10 Браславский, И. Я. О возможности энергосбережения при использовании регулируемых асинхронных электроприводов / И. Я. Браславский // Электротехника. – 1998. – № 8. – С. 2 – 6.

Важнов, А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока / А. И.
 Важнов. – Л.: Энергия, 1980 – 256 с.

12 Вейнгер, А. М. Подчиненное регулирование для частотного электропривода с синхронным двигателем / А. М. Вейнгер // Электрическая промышленность. Электропривод. – 1976. – № 9. – С. 7 – 10.

13 Вейнгер, А. М. Частотно – управляемые синхронные двигатели комбинированного возбуждения для привода транспортных средств / А. М. Вейнгер, И. Е. Родионов, С. Ю. Черепанов // Электропривод и автоматизация в машиностроении. Межвузовский сборник. – М.: ВЗМИ, 1986. – С. 25 – 29.

14 Вейнгер, А. М. О возможности регулируемого электропривода с синхронным двигателем / А. М. Вейнгер, А. С. Гусев, Ю. С. Тартаковский // Электричество. – 1971. – № 9. – С. 60 – 64.

15 Вейнгер, А. М. Регулируемый синхронный электропривод / А. М. Вейнгер. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.

16 Вейнгер, А. М. Некоторые вопросы реализации и экспериментальное исследование частотного электропривода с синхронным двигателем / А. М. Вейнгер, И. М. Серый // Электричество. – 1980. – № 8. – С. 34 – 39.

17 Вейнгер, А. М.. Режимы частотно-управляемых синхронных двигателей / А. М. Вейнгер [и др.] Электротехника. – 1980. – № 5. – С. 25 – 29.

18 Воевода, А.А. Синтез алгоритма управления многоканальным объектом/А.А. Воевода, Ю.П. Филюшов// Вестник РГРТУ. 2017.–№61. – С.88 – 95.

19 Вейнгер, А. М. Особенности регулирования возбуждения частотноуправляемого синхронного двигателя / А. М. Вейнгер, А. А. Янко – Триницкий // Электротехника. – 1973 – № 12. – С. 22 – 26.

20 Вейнгер, А. М. Синхронный двигатель с комбинированным возбуждением как объект регулирования / А. М. Вейнгер, И. Е. Родионов [и др.] Электротехническая промышленность. Электропривод. – 1984. – № 9. – С. 27 –

Виноградов, А. Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного
эффект а при моделировании динамических процессов в частотно регулируемом асинхронном электроприводе /А. Б. Виноградов // Электротехника. – 2005.
№ 5. – С. 57 – 62.

22 Виноградов, А. Б. Математическая модель для анализа и синтеза динамических процессов частотно - управляемого асинхронного электропривода с учетом потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта /А.Б. Виноградов // Труды научной конференции «ЭППТ`05».– Екатеринбург, 2005. – С.73 – 79.

Вольдек, А. И. Электрические машины: Учебник для вузов / А. И. Вольдек – М.: Энергоатомиздат, 1974. – 839 с.

24 Глазырин, А. С. Метод идентификации параметров асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором / А. С. Глазырин, Е. В. Боловин // Вестник Иркутского государственного технического университета. – 2013. – № 8 (79). – С. 178 – 185.

25 Востриков, А. С. Теория автоматического регулирования: Учеб. Пособие
/ А.С. Востриков, Г. А. Французова. – Новосибирск: НГТУ, 2006. – 368 с.

26 Каширских, В. Г. Сравнительный анализ способов плавного пуска асинхронных электроприводов горных машин / В.Г. Каширских, С.С. Переверзев // Горный информационно-аналитический бюллетень.–2005.– № 10.– С. 308–311.

Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно – регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков. – СПб.: Санкт-Петербургская Электротехническая компания, 2004. – 127с.
Давыдов, Б. Л. Перспективы и задачи теории рудничного подъема / Б. Л. Давыдов // Уголь. – 1950. – № 11. – С. 13 – 18.

29 Дартау, В. А. Теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением Автоматизированный электропривод / В. А. Дартау, Ю. П. Павлов, В. В. Рудаков. – М.: Энергия, 1980. – С. 93 – 101.

Жуловян, В. В. Электромеханическое преобразование энергии : учеб. по-собие / В. В. Жуловян. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 2005. – 452 с.

Зечихин, Б. С. Электромагнитные поля и параметры синхронных машин с редкоземельными постоянными магнитами без полюсных наконечников /
Б.С. Зачехин, Н. П. Старовойтова, О. Ю. Цыбакова. // Известия вузов. Электромеханика. – 1988. – № 5. – С. 35 – 42.

32 Зиновьев, Г. С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд – во Новосибирского университета, 1990. – 220 с.

33 Зиновьев, Г. С. Проблемы энергооптимизации преобразовательных систем / Г. С. Зиновьев // Научный вестник НГТУ. – 1985. – №1. – С 95 – 105.

34 Иванов – Смоленский, А. В. Электрические машины: Учебник для вузов
/ А. В. Иванов – Смоленский – М.: Энергия, 1980. – 928 с.

35 Иванов – Смоленский, А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах / А. В. Иванов – Смоленский – М.: Высшая школа, 1989. – 312 с.

36 Ильинский, Н.Ф. Основы электропривода. Учеб. пособие для вузов.- 2
изд. / Н. Ф. Ильинский. – Москва.: издательство МЭИ, 2003. – 224 с.

37 Ильинский, Н. Ф. Критерии эффективности процесса электрохимического преобразования энергии в силовом канале электропривода. Автоматизированный электропривод / Н. Ф. Ильинский, А. О. Горнов. – М.: Энергоатомиздат. – 1990. – 543 с.

38 Изосимов, Д. Б. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока / Д. Б. Изосимов, В. Ф. Козаченко // Электротехника.– 1999. – № 4. – С. 41 – 51.

39 Каган В. Г. Теоретические основы потенциональной реализуемости проектирования быстродействующих приводов: (автореф.) дисс. ... док. техн. наук. 05.09.03 / В. Г. Каган. – Новосибирск. – 1975. – 146 с.

40 Ключев, В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов / В. И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.

41 Костенко, М. П. Электрически машины: Учебник. Часть 2 / М. П. Костенко, Л. М. Пиотровский. – М.: Энергия, 1972. – 975 с.

42 Костенко, М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов / М. П. Костенко // Электричество. – 1925. – № 2. – С. 85 – 95.

Копылов, И. П. Электромеханическое преобразование энергии / И. П.
Копылов – М.: Энергия, 1973. – 346 с.

Красовский, А. А. Справочник по теории автоматического управления. / под ред. А. А. Красовского – М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1987. – 712 с.
Кронеберг, Ю. Н. Принципы формирования структуры электрических машин комбинированного возбуждения/ Ю. Н Кронеберг // Электротехника. –

1987. – № 5. – C. 46 – 47.

46 Казанский, В. М., Перспективы применения двигателя комбинированного возбуждения в автоматизированном электроприводе / В. М. Казанский, В. И. Малинин, Г. А. Персов // Электромеханическое обеспечение автоматизированных комплексов: Межвузовский сборник. – Новосибирск, 1978. – С. 102 – 114.

47 Кудрявцев, А. В. Оценка потерь в системе транзисторный преобразователь частоты – асинхронный двигатель / А. В. Кудрявцев, А. А Никольский, Д. Д Богаченко // Межведомственный сборник трудов. – М.: МЭИ, 1995 – № 32. – С. 34 – 39.

48 Ким, Д. П. Теория автоматического управления. Т1. Линейные системы,
2 – е издание, исправленное и дополненное / Д. П. Ким. – М.: Физматлит, 2007.
– 312 с.

49 Лернер, А. Я. Принцип построения быстродействующих следящих систем и регуляторов /А. Я. Лернер.– М.: Энергоатомиздат, 1961. – 168 с.

50 Макаров, В. Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали / В. Г. Макаров, А. Ю. Афанасьев, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. – 2011. – № 6.– С. 100 – 104.

51 Макаров, В. Г. Анализ методов учета нелинейности магнитопровода и потерь в стали в математической модели асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. – 2010.
– № 11. – С. 171 – 179.

52 Макаров, В. Г. Оптимальное управление токами трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2011. – № 3 – 4. – С. 91 – 98.

53 Макаров, В. Г. Асинхронный электропривод электромеханических систем с оптимальными режимами работы по критерию энергосбережения: (авто реф.) дис. ...док. техн. наук: 05.09.03 / Макаров Валерий Геннадьевич. – Казань. 2011. – 411 с.

54 Макаров, В. Г. Анализ способов задания кривых намагничивания сталей / В. Г. Макаров, Г. Ф. Кропачев, И. Р. Хайрулин // Сб. научных тр. Всерос. научно – техн. конф. «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий»: в 2 т. Т. 1. – Уфа: УГНТУ, 2007. – С. 211 – 218.

55 Малинин, Л. И. Электромагнитные моменты трехфазных асинхронных двигателей / Л. И. Малинин, В. И. Малинин, В. Д. Макельский, В. А. Тюков // Электротехника. – 2000. – № 10. – С. 1 – 5.

56 Мищенко В. А. Теория способы и системы векторного и оптимального векторного электроприводами переменного тока: дис....док. техн. наук: 05.09.03 / Владислав Алексеевич Мищенко. – Москва. 2010. – 298 с.

57 Мищенко, В. А. Теория, способы и системы векторного и оптимального векторного управления электроприводами переменного тока / В. А. Мищенко // АЭП – 2001, Теоретические основы электропривода.: Труды научной конференции, Нижний Новгород, 2001. – С 41 – 43.

58 Нейман, Л. Р. Теоретические основы электротехники / Л. Р. Нейман, К. С. Демирчан. – Л.: Энергия, 1967. – 487 с.

59 Оганян, Р. В. Поле в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины при насыщении магнитопровода / Р. В. Оганян // Электротехника. – 1966. – № 8. – С. 33 – 38.

60 Оганян, Р. В..Кривая поля в воздушном зазоре явнополюсной синхронной машины с учетом насыщения / Р. В. Оганян // Электротехника. – 1973. – № 2. – С. 28 – 30. 61 Орлов, И. Н, Обобщенный алгоритм поиска и оптимизации проектных решений и его реализация в САПР электромеханических устройств / И. Н. Орлов, С.П. Маслов, Т. Н. Крючкова // Электротехника.– 1984. – № 7.– С. 12 – 18.

62 Островлянчик, В. Ю. Развитие теории и практики создания автоматического электропривода большой мощности в составе технологических комплексов: (автореф.) дис. ... док. техн. наук: 05.13.07 / Островлянчик Виктор. Юрьевич. – Томск, 1997. – 296 с.

63 Орел, О. А. Оптимизация режимов работы синхронного двигателя по критерию минимума электромагнитных потерь / О. А. Орел // Электричество. – 1988. – № 3. – С.75 – 76.

64 Осин И. Л. Электрические машины: Синхронные машины / И. Л. Осин,
Ю. Г. Шикорян, Ю. Г. – М.: Высшая школа. – 1990. – 53 с.

65 Павлов, А. А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию/
А. А. Павлов. – М.: Наука, 1966. – 390 с.

66 Панкратов, В. В. Синтез оптимальных алгоритмов управления многосвязным динамическим объектом «в большом» методом непрерывной иерархии В.
В. Панкратов // Электромеханика. – 1996. – № 1 – 2. – С. 58 – 65.

67 Панкратов, В. В. Энергосберегающий частотно – регулируемый электропривод: состояние и проблемы развития / В. В. Панкратов, Е.А. Зима //

Труды Второй научно – технической конференции. Автоматизированный электропривод. – Новосибирск: НГТУ – 2005. – С. 95 – 98.

68 Панкратов, В. В. Электромагнитный момент многофазной асинхронной машины с учетом нелинейности кривой намагничивания / В. В. Панкратов // Автоматизированные электромеханические системы.: НГТУ – Новосибирск, 1998. – С. 25 – 33.

69 Пупков, К. А. Методы классической и современной теории автоматического управления. В пяти томах. Том 4. Теория оптимизации систем автоматического управления. / К. А. Пупков, Н.Д. Егупова. – Москва: изд. МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 742 с. Петров, Ю. П. Оптимальное управление электроприводом / Ю. П. Петров. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.

71 Петров, Ю. П. Вариационные методы теории оптимального управления /
Ю. П. Петров. – Л.: Энергия, 1965. – 220 с.

72 Поляков, В. Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов: (автореф.) дис. ... док. техн. наук: 05.09.03 / Поляков Владимир Николаевич. – Екатеринбург, 2009. – 495 с.

73 Поздеев Д. А. Частотное управление асинхронным электроприводом с поддержанием постоянства потокосцепления ротора / Д. А. Поздеев, С. А. Хрещатая // Электротехника. – 2000. – № 10. – С. 38 – 42.

74 Поляков ,В. Н. Экстремальное управление электрическими двигателями /В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УГТУ – УПИ, 2006. – 420 с.

75 Поляков, В. Н. Обобщение задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей / В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер // Труды международной тринадцатой науч. – техн. конф. «Электроприводы переменного тока» Екатеринбург: УГТУ – УПИ, 2005. – С. 15 – 18.

76 Понтрягин, Л. С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Наука, 1976. – 342 с.

77 Рудин, В. И. Математическая модель задачи оптимизации электрических машин в автономных системах электроснабжения / В. И. Рудин, А. Е. Загорский, С. А. Ланген // Электротехника. – 1983. – № 9. – С. 51 – 54.

78 Ройтман, Э. Я. Аппроксимация кривой размагничивания рациональными функциями /Э. Я. Ройтман // Электричество. – 1973. – № 11. – С. 23 – 26.

79 Рудаков В. В. Электроприводы с оптимизацией рабочих режимов/ В. В.
Рудаков – Л.: Наука, 1970. – 97 с.

80 Рудаков, В. В.,. Асинхронные электроприводы с векторным управлением /
В. В. Рудаков, Дартау В. А. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 136 с.

81 Сандлер, А. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями / А.С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М.: Энергия, 1974. – 328 с. 82 Семыкина, И. Ю. Градиентное управление в решении основных задач
 электропривода / И. Ю. Семыкина // Вестник КузГТУ.– 2010.– №1 – 99 с.

83 Семыкина, И. Ю. Повышение энерго и ресурсоэффективности горных машин средствами регулируемого электропривода: (автореф.) дис. ... док. техн. наук: 05.09.03 / Семыкина Ирина Юрьевна. – Кемерово. 2013. – 312 с.

84 Слежановский, О. В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильным преобразователем / О.В. Слежановский, Л. Х. Дацковский [и др.] – М.: Энергомашиздат, 1983. – 152 с.

85 Серебряков, А.В. Модели и алгоритмы диагностирования автономных генераторных комплексов / А. В. Серебряков, В. Г. Титов, О.В. Крюков //17 научно – техническая конференция «Электроприводы переменного тока» – ЭППТ 2018. – Екатеринбург. – С. 67 – 72.

86 Справочник по теории автоматического управления / Под. ред. А. А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ. – мат. – лит., 1987. – 712 с.

87 Сарваров, А.С. Актуальные проблемы диагностики электропривода переменного тока / А.С. Сарваров, А.Р. Халикова // Электрические системы и комплексы. – 2012. – №20. – С. 386 - 389.

88 Симаков, Г. М. Моделирование электромеханических процессов: учебное пособие / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов.– Новосибирск: ИЦ «Золотой колос», 2014. – 143 с.

89 Саати Т. Л. Целочисленные методы оптимизации и связанные с ними экстремальные проблемы. — М.: Мир, 1973. — 302 с

Третьяков, В. С. Оптимизация параметров частотно – управляемого синхронного электропривода по различным критериям качества / В.С. Третьяков. // Тиристорные электроприводы с синхронными двигателями. Свердловск: УПИ, 1974. – С. 81 – 82. 90 Усынин, Ю. С. Физическая модель электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М. А. Григорьев, А. Н. Шишков, А. Е. Бычков // Наука ЮУрГУ: материалы 63 научной конференции, секция технических наук. – Челябинск: издательский центр ЮУрГУ, 2010. – ТЗ. – С. 152 – 155.

91 Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии. / Д. Уайт, Г Вудсон. – М: Энергия, 1964. – 527 с.

92 Урусов, И. Д. Линейная теория колебаний синхронной машины. / И. Д.
Урусов. – М.: А. Н. СССР, 1960. – 164 с.

Филюшов Ю. П. Электропривод с синхронным двигателем. Пат. 2092967
РФ, Н 02 Р 21 / 00. Электропривод с синхронным двигателем / Ю. П. Филюшов. Подано 27. 07. 95. Опубликовано 10. 10. 97. // Бюлл. изобрет. - 1997. – №
28. – Приоритет от 10. 10. 1997.

94 Фрадков, А. Л. Схема скоростного градиента и ее применение в задачах адаптивного управления / Фрадков А. Л. // Автоматика и телемеханика. – 1977.
– № 9. – С. 95 – 101.

95 Воевода А.А., Филюшов В.Ю. Линеаризация обратной связью. Сборник научных трудов НГТУ. 2016. - № 2(84). С. 68–76

96 Филюшов, Ю. П. Синтез структуры управления синхронным двигателем в системе его физических переменных, обеспечивающий минимум реактивных потерь / Ю.П. Филюшов // Труды всероссийской научно-технической конференции по повышению эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири. – Иркутск, 1994. – С. 23 – 27.

97 Арамович, И. Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / под. ред. И. Г. Арамовича. – М.: Наука, 1984. – 432 с.

98 Нос, О. В. Разработка и оптимизация алгоритмов управления асинхронным электроприводом на основе метода непрерывной иерархии: (автореф.) дис. ... канд. техн. наук: 05. 09. 03 / Нос Олег Викторович. – Новосибирск. 1999.– 242 с. 99 Филюшов, Ю. П., Оптимальное по быстродействию управление машиной переменного тока / Ю. П. Филюшов // Электричество. – 2011 – № 2. – С.46. 100 Филюшов, Ю. П., Оптимизация электромагнитных процессов в асинхронной машине с короткозамкнутым ротором / Ю. П. Филюшов // Электричество. – 2011 – № 5. – С. 42 – 47.

101 Филюшов, Ю. П.Оптимизация электромагнитных процессов в синхронной машине / Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Электричество. 2011. – № 8. – С. 57 – 62.

102 Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление машиной переменного тока/ Ю.П. Филюшов [и др.]//Ползуновский вестник.– 2011.– № 2 /1.–С.45–51.

103 Филюшов, Ю. П. Оптимальное управление тяговым электроприводом/
Ю. П. Филюшов // Вестник транспорта Поволжья. – 2011. – № 5 – С. 66 – 74.

104 Филюшов Ю. П. Многокритериальная оптимизация работы тягового электропривода переменного тока / Ю. П. Филюшов // Вестник транспорта Поволжья – 2011. – № 6 (30). – С. 36 – 43.

105 Филюшов, Ю. П. Метод оптимального синтеза управляющих воздействий машины переменного тока / Ю. П. Филюшов // Электротехника. – 2012. – № 8. – С. 28 – 34.

106 Филюшов, Ю. П. Состояние и оценка качества работы электропривода переменного тока. / Ю. П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 1. – С. 34 – 37.

107 Филюшов, Ю. П. Оптимальное управление машиной переменного тока. //
Ю. П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 2. – С. 28 – 32.

108 Филюшов, Ю. П. Управления синхронной машиной при минимизации тепловых потерь в условиях минимума реактивной мощности / Ю. П. Филюшов,
В. Ю. Филюшов // Электротехника, – 2013. – №12. – С. 57 – 63.

109 Филюшов, Ю. П. Управления асинхронной машиной в условиях минимума реактивной мощности / Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Электротехника, – 2014. – № 2. – С. 15 – 20. 110 Филюшов, Ю. П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Электротехника. – 2006. – №11. – С. 44 – 52.

111 Филюшов, Ю. П.Алгоритм управления, обеспечивающий желаемое сочетание энергетических и динамических свойств электропривода переменного тока / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Электротехника. – 2006. – № 11. – С. 53 – 61.

112 Филюшов, Ю. П. Оптимизация электропривода переменного тока по векторному критерию качества / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Электричество. – 2007 – № 8. – С. 13 – 17.

113 Филюшов, Ю. П. Энергоэффективное управление асинхронной машиной.
/ Ю. П. Филюшов // Электротехника – 2014. – № 6. – С. 57 – 65.

Симаков Г. М. Метод синтеза управления многоканальным объектом. /
Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Электричество – 2015. – № 7 – С. 56 – 61.

115 Симаков, Г. М. Управление асинхронной машиной тягового электропривода / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Транспорт: наука, техника, управление. – 2015. – № 1. – С. 36 – 39.

116 Симаков, Г. М. Сравнительные оценки работы асинхронной машины в условиях минимизации реактивной мощности. / Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Электротехника. – 2015. – № 9. – С. 46 – 52.

Симаков, Г. М. Управление асинхронной машиной тягового электропривода в условиях минимизации реактивной мощности. / Ю. П. Филюшов, Г.
М. Симаков // Вестник транспорта Поволжья. – № 2 (42) – 2015. – С. 24 – 31.

Филюшов, Ю. П. Состояние и оценка качества работы электропривода переменного тока. / Ю. П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 1. – С. 36 – 39.

119 Филюшов, Ю. П. Способ оптимального управления электрической машиной / Ю. П. Филюшов // Силовая электроника. – 2013. – № 2. – С. 54 – 58. 120 Филюшов, Ю. П. Система управления синхронным двигателем с электромагнитным возбуждением, минимизирующая потери энергии./ Ю. П. Филюшов. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 1994. – С. 54 – 64.

121 Филюшов, Ю. П. Синтез структуры управления синхронным двигателем в системе его физических переменных, обеспечивающий минимум реактивных потерь / Ю. П. Филюшов // Труды всероссийской научнотехнической конференции по повышению эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири. – Иркутск, 1994. – С. 23 – 27.

122 Филюшов, Ю. П. Управление синхронной машиной с постоянными магнитами в условиях минимизации реактивной мощности. / Ю. П. Филюшов. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 1995. – С. 54 – 64.

123 Филюшов, Ю. П. Линеаризация канала управления моментом синхронной машины, синтезируемого в системе физических координат, обеспечивающего минимум реактивных потерь / Ю. П. Филюшов. // Труды десятой научно технической конференции «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург. – 1995. – С. 148 – 151.

124 Филюшов, Ю. П. Управление синхронной машиной с электромагнитным возбуждением в условиях минимизации реактивной мощности./ Ю. П. Филюшов. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. – Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 1996. – С. 31 – 34.

125 Филюшов, Ю. П. Энергооптимальные алгоритмы векторного управления электроприводом с синхронным двигателем / Ю. П. Филюшов. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 1997. – С. 49 – 64.

126 Филюшов, Ю. П. Синтез системы управления синхронным двигателем с непосредственным регулированием фазных напряжений / Ю. П. Филюшов. // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. Трудов. – Новосибирск: Изд. – во НГТУ, 1997. – С. 84 – 105.

Филюшов, Ю. П. Оценка эффективности процесса преобразования
энергии в двигателе в зависимости от применяемого алгоритма управления /
Ю. П. Филюшов // Автоматизированные электромеханические системы: Сб.
науч. трудов. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 1998. – С. 93 – 110.

128 Филюшов, Ю. П. Условия рационального управления динамичным электроприводом при ограничении напряжения / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Автоматизированные электромеханические системы: Сб. науч. трудов. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 1999. – С. 24 – 31.

129 Филюшов, Ю. П. Условия рационального преобразования энергии в электрической машине при ограниченном значении напряжения статора / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Автоматизированные электромеханические системы. Коллективная монография / В. Н. Аносова. – Новосибирск: НГТУ, 2004. – 276 с.

130 Филюшов, Ю. П. Решение задачи предельного и качественного управления в электроприводах переменного тока / Ю. П. Филюшов, Б. М. Бочонков // Труды второй научно-технической конференции с международным участием. – Новосибирск.: Изд – во НГТУ, 2005. – 244 с.

131 Филюшов, Ю. П. Многокритериальная оптимизация работы электрической машины переменного тока: [автореф.] дис. ...:05 09 03 / Филюшов Юрий Петрович. – Новосибирск, 2007. – 241 с.

132 Бочонков Б. М. Предельно быстрое управление электрической машиной переменного тока / Б. М. Бочонков, Ю. П. Филюшов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ – 2009: материалы четвертой научно – технической конференции с международным участием / под ред. В. В. Панкратова. – Новосибирск: Изд – во НГТУ, 2009. – 288 с.

133 Симаков, Г. М. Оценка энергетических характеристик электропривода переменного тока в динамических режимах / Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Первая международная научно конференция молодых ученых «Электротехника, энергетика, машиностроение». – Новосибирск, 2015. – С. 36 – 40. 134 Симаков, Г. М. Энергоэффективное управление синхронной машиной / Г.М. Симаков, Ю.П. Филюшов // Двенадцатая международная научно техническая конференция «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП – 2014. – Новосибирск, 2014. – С. 38 – 42.

135 Симаков, Г. М. Управление многоканальным объектом /Ю. П. Филюшов, Г.М. Симаков // Первая международная научная конференция. Электротехника Энергетика, машиностроение международная научно техническая конференция. – Новосибирск, 2014. – С.36 – 40.

136 Симаков, Г. М. Анализ энергетических характеристик электропривода переменного тока в переходных процессах/ Ю. П. Филюшов, Г. М. Симаков // Первая Всероссийская научно – практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». – Кемерово, 2015. – С. 42 – 45.

137 Симаков, Г. М. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления электроприводом переменного тока / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // 16 научно – техническая конференция «Электроприводы переменного тока»– ЭППТ 2015. – Екатеринбург, 2015. – С. 123 – 126.

Фельдбаум А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем /
 А. А. Фельдбаум. – М.: Физматгиз, 1963. – 230 с.

139 Симаков, Г. М. Анализ энергетических характеристик электропривода переменного тока в переходных процессах / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Первая Всероссийская научно– практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». – Кемерово, 2015. – С. 42 – 45.

140 Симаков, Г. М. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления электроприводом переменного тока / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов //16 научно – техническая конференция «Электроприводы переменного тока» – ЭППТ 2015. – Екатеринбург. – С. 123 – 126.

141 Симаков, Г. М. Анализ быстродействия многоканального объекта управления / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Вторая Всероссийская научно практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». – Кемерово, 2015. – С. 42 – 45. 142 Филюшов, Ю. П. Связи основных свойств работы электрической машины / Ю. П. Филюшов, Е. В. Голицына // Двадцать первая международная, научно - практическая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири». – Томск, ноябрь 2015. – С. 93 – 96.

143 Симаков, Г. М. Связь функций энергетического состояния с процессами электромеханического преобразования энергии / Г. М. Симаков, Ю. П. Филюшов // Вторая Всероссийская научно – практическая конференция Энергетика и энергосбережение: теория и практика». – Кемерово, 2015. – С. 127 – 130.

144 Симаков, Г. М. Энергоэффективное управление. Исследование энергоэффективного управления быстродействующим асинхронным электроприводом/ М. Симаков, Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Девятая международная конференция по автоматизированному электроприводу АЭП 2016. – Пермь, 2016. – С. 152 – 168.

145 Уайт, Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. / Д.
Уайт. – М.: Энергия, 1964. – 527 с.

146 Шубенко, В.А. Оптимизация частотно управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока / В. А. Шубенко, Р. Т. Шрейнер, В. А. Мищенко // Электричество – 1970. – № 9. – С. 23 – 26.

147 Шрейнер Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными эл ектроприводами /Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитренко – Кишинев. 1982. – 224 с.

148 Шрейнер, Р. Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления / Шрейнер Р. Т., Костылев А. В. [и др.] /под ред. Р. Т.Шрейнера. – Екатеринбург: ГОУ ВПО « Рос.гос. проф. – пед. ун – т», 2008. – 361 с.

149 Электропривод асинхронный глубокорегулируемый комплектный «Размер 2М – 5 – 2». Техническое описание, ЗВЯ.011.034 ТО. 1974. Москва. – 321с.
150 Кравчик, А. Э. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник / А. Э.
Кравчик, М. М. Шлаф, В. И. Афонин. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.

151 Filushov, Yu. P. Energy– efficient control of synchronous machine / Yu. P.
Filushov, G. M. Simakov G. M. // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering proceedings. IEEE Catalog Number
CFP14471PRT. Vol. 7. pp. 153 – 158.

152 Filushov, Yu. P. Management of a multichannel object / Yu. P. Filushov, G.
M. Simakov G. M. // EEM December 2 – 6, 2014. Electrical engineering. Energy mechanical engineering. International scientific conference of young scientists. In 3 sections, section1/ pp. 190 – 198.

153 Filushov, Yu. P. Multi – Channel Controlled Object/Yu.P. Filushov, G. M.
Simakov,I.I. Skokova//Applied Mechanics and Materials.2015.Vol 698, pp. 77 – 82.
154 Filushov, Yu. The Optimization of the work of the electric drive alternating
current on vector criterion quality / Yu. Filushov, B. M. Bochencov IEEE: Strategic

Technologies, IFOST 2008. Third International Forum on. pp. 406 – 408.

155 Filushov Yu. Analysis of Control Laws Related to Rapid Electric
Drives of Alternating Current / Yu. Filushov, B. M. Bochencov // Russian Electrical
Engineering, 2009, Vol. 80, № 4, pp. 194 – 199.

Filushov, Yu. Alternating Current Drive Control with the Optimum Combination of Energetic Properties and Voltage Efficiency / Yu. Filushov, B. M.
Bochencov, Russian Electrical Engineering, 2009, Vol. 80, – №7, – pp. 365 – 370.

157 Filushov, Yu. P. Management of a multichannel object /Electrical engineering. Energy mechanical engineering. International scientific conference of young scientists. In 3 sections, section1/ Filushov Yu. P., Simakov G. M.// EEM December 2-6, 2014. 2.-pp. 190 – 198.

158 Slotine J. J. E., Li W. Applied Nonlinear Control. – Prentice Hall International Editions, 1991.

159 Holtz, J. Sensorless Control of Induction Motor Drives / Processing of the IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug 2002. – pp. 1358 – 1394.

160 Holtz, J. Methods for speed sensor less control of AC drives/ IEEE PCC-Yokohama, 1993. – pp. 415 – 420.

161 Drake, P.R. «Using the Analytic Hierarchy Process in Engineering
Education». International Journal of Engineering Education , 1998. – 14 (3) - pp.
191–196.

 162 Henneberger, G., Brunsbach B. Klepsch Th. Field – Oriented control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors using a kalman filter / IEEE Press, – 1996. – pp. 207 – 213.

163 Blashke, F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die Transvektor – Regelung von Drehfeldmashinen // Siemens Zeitschift, – 1971, – Bd, – H.10. – pp. 757 – 760.

164 Binns, K. J. Wong T. M. Analysis and performance of a high – field permanent magnet synchronous machine // IEE Proceedings. B. Electric Power Applications, 1984. – Vol. 131, pt. – B, – N_{2} 6. – pp. 252 – 258.

165 Moreno, J. Fuzzy logic based improvements in efficiency optimization of induction motor drives / J. Moreno, et al. // Proc. Of IEEE Fuzzy Systems. – 1997. – pp. 219 – 224.

166 Галицина, Л. В. Связи основных свойств работы электрической машины
/ Л. В.Галицина, Ю. П. Филюшов // Инновации в жизнь. –2016. – 2 (17) – С. 63
- 87.

167 Симаков, Г. М. Энергоэффективное управление. Исследование энергоэффективного управления быстродействующим асинхронным электроприводом / М. Симаков, Ю. П. Филюшов, В. Ю. Филюшов // Девятая международная конференция по автоматизированному электроприводу АЭП 2016. – Пермь, 2016. – С. 152 – 168.

168 Rahman, M. A. Little T. A. Slemon G. R. Analytical models for permanent magnet synchronous motors //INTERMAG – 85: Int. Magnet. Conf. St. Paul Minn, Apr 29 – May 2, – 1985. Dig/ New York, N. Y., 1985.

169 Rahman, M. A. Little A. Dynamic performance analysis of permanent magnet synchronous motors // IEE Trans. 1984, – Vol. 103, – №6. – pp. 1277 – 1282.

170 Davat, B. Hounkannou O. Global simulation method of solid rotor machines
fed by static converters //Elec. Mach. and Confert. Modell. and Simul. Proc. IMACS.
Int. Simp, Liege. 17 – 18 May, 1984. Amsterdam, 1984. – pp. 231 – 235.

171 Smith, Otto J. M. Feedback control systems. McGraw – Hill Series in Control
Systems Engineering John R / Ragazzini and William E. Vannah, consulting Editors
/ McGraw – Hill Book Cjmpany, inc, New York, Toronto, London, 1958. –pp. 843 –
848.

172 Kubota, H. T. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor / Matsuse K. Nakano// IEEE Trans. Ind. Applicat. March / April 1993, – Vol. 29, – №
2, pp. 344 – 348.

173 McCleer, P. J. Miller J. M. Gale A. R. Nonlinear model and momentary performance capability of a cage induction machine used as an automotive combined starter – alternator/ IEEE Transactions on industry applications, – Vol. 37, – N_{23} , may / june – 2001 – pp. 840 – 846.

Ghozzi, S. Energy optimization of induction motor drives / S. Ghozzi, K.
Jelassi, X. Roboam // Proc.IEEE Conf. Industrial Technology (ICIT). – 2004. –
p.602 – 610.

175 Chakraborty, C. Fast search controllers for efficiency maximization of induction motor drives based on DC link power measurement / Chandan Chakraborty,
Minh C. Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori // Proc. IEEE conf. PCC – Osaka –
2002. – pp. 402 – 408.

176 Vulosavic, S. N. Robust DSP – Based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive / S. N. Vulosavic, E. Levi // IEEE Trans. Ind. Elect. – 2003. – Vol. $50. - N_{2} 3. - pp. 560 - 570.$

177 Simoes, G. Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive / G. Simoes, B. K. Bose // IEEE Trans. Ind. Applicat. – May/June – 1995. – Vol. 31, – N_{2} 3. – pp. 620 – 629.

178 Frank H. F. Optimal and stable fuzzy controllers for nonlinear systems based on an improved genetic algorithm / Frank H. F. Leung, H. K. Lam, S. H. Ling,
Peter K. S. Tam // IEEE Trans. Indus. Electr. – February – 2004. – Vol. 51, – № 1. – pp. 172 – 182.

179 Grandi, G. Common- and Differential-Mode HF Current Components in AC Motors Supplied by Voltage Source Inverters / G. Grandi, D. Casadei, U. Reggiani // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19. – $N_{2.1.}$ – pp. 16 – 24. 180 Esmaeli, F. Supressing of common – mode voltage, shaft voltage, leakage current and EMI generated by voltage source PWM inverter / International Electrical Engineering Journal (IEEJ). – 2011. – Vol. 1. No 1. – pp. 529 – 535.

181 Hancock, N. Matrix analysis of electrical machinery / Pergamon press / Oxford London, Edinburgh, Paris, New Yor // Trans. – 1965. — p. 224.

Busse, D. The Effects of PWM Voltage Source Inverters on the Mechanical Performance of Rolling Bearings/ Doyle Busse, Jay Erdman, Russel J. Kerkman, Dave Schlegel, Gary Skibinski // IEEE Transactions on Industry Applications. –
1997. – Vol. 33. – № 2. – pp. 567 – 576.

183 Kascak, S. Design and analysis for two – stage converter system with AC interlink and sinusoidal output / S. Kascak, T. Kapusta // Conference proceedings. XI Worcshop of all branches of electrical engineering, biomedical engineering and applied computer science. XLIV Sesit katedry elektrotechniky. – Ostrava: Department of Electrical Engineering, 2011.

184 ABB industrial drives. ACS800, drive modules, 0.55 to2000 kW. Technical catalogue. – ABB, 2007. – pp. 48 – 52

185 Simakov ,G. M. Combined Control of an Asynchronous Machine with Squirrel
- Cage Rotor //Yu. P. Filushov, G. M. Simakov, V. Yu. Filushov/2016 13th International Scientific-Technical Conference APEIE – 39281 / pp. 175 - 179.

приложения

Приложение А

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ СТАНДАРТ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ГОСТ Р 50369-92

МКС 01.040.29 ОКСТУ 3401

Термины и определения

ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ

Дата введения 1993-07-01

Настоящий стандарт устанавливает термины и определения понятий в области электроприводов. Термины, установленные настоящим стандартом, обязательны для применения во всех видах документации и литературы в области электроприводов, входящих в сферу работ по стандартизации и (или) использующих результаты этих работ.

1. Для каждого понятия установлен один стандартизованный термин.

2. Заключенная в круглые скобки часть термина может быть опущена при использовании термина в документах по стандартизации. Наличие квадратных скобок в терминологической статье означает, что в нее включены два термина, имеющие общие терминоэлементы В алфавитном указателе данные термины приведены отдельно с указанием номера одной статьи.

3. Приведенные определения можно при необходимости изменять, вводя в них производные признаки, раскрывая значения используемых в них терминов, указывая объекты, входящие в объем определяемого понятия. Изменения не должны нарушать объем и содержание понятий, определенных в данном стандарте. В случае, когда в термине содержатся все необходимые и достаточные признаки понятия, определение не приведено, и вместо него поставлен прочерк.

4. В стандарте приведены иноязычные эквиваленты стандартизованных терминов на немецком (de), английском (en) языках.

5. В стандарте приведены алфавитные указатели терминов на русском языке и их иноязычных эквивалентах.

6. Термины и определения общетехнических понятий, необходимые для понимания текста стандарта, приведены в приложении 1.

Стандартизованные термины набраны полужирным шрифтом, их краткие формы - светлым.

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ

1 электропривод: Электромеханическая система, состоящая в общем случае из взаимодействующих преобразователей электроэнергии, электромеханических и механических преобразователей, управляющих и информационных устройств и устройств сопряжения с внешними электрическими, механическими, управляющими и информационными системами, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов рабочей машины и управления этим движением в целях осуществления технологического процесса.

de elektrischer Antrieb en electric drive

2 преобразователь электрической энергии, преобразователь электроэнергии: Электротехническое устройство, преобразующее электрическую энергию с одними значениями параметров и/или показателей качества в электрическую энергию с другими значениями параметров и/или показателей качества Примечание. Преобразование параметров может осуществляться по роду тока, напряжению, частоте, числу фаз, фазе напряжения, ГОСТ 18311.

en converter

3 (электро) двигатель (электропривода): Электромеханический преобразователь, предназначенный для преобразования электрической энергии в механическую Примечание. В некоторых режимах работы электропривода электродвигатель осуществляет обратное преобразование энергии. de Elektromotor en electric motor

4 механическая передача (электропривода): Механический преобразователь, предназначенный для передачи механической энергии от электродвигателя к исполнительному органу рабочей машины и согласованию вида и скоростей их движения.

en transmission

5 управляющее устройство (электропривода): Устройство, предназначенное для формирования управляющих воздействий в электроприводе. de Steuereinrichtung en control device

6 **информационное устройство** (электропривода): Устройство, предназначенное для получения, преобразования, хранения, распределения и выдачи информации о переменных электропривода, технологического процесса и сопредельных систем для использования в системе управления электропривода и внешних информационных системах.

7 устройство сопряжения (электропривода): Совокупность электрических и механических элементов, обеспечивающих взаимодействие электропривода с сопредельными системами и отдельных частей электропривода. 8 **система управления электропривода:** Совокупность управляющих и информационных устройств и устройств сопряжения электропривода, предназначенных для управления электромеханическим преобразованием энергии с целью обеспечения заданного движения исполнительного органа рабочей машины de Steuerungssystem des Elektroantrieb en control system

9 **система управления электроприводом:** Внешняя по отношению к электроприводу система управления более высокого уровня, поставляющая необходимую для функционирования электропривода информацию

ВИДЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПО ФУНКЦИОНАЛЬНОМУ НАЗНАЧЕНИЮ

10 электропривод вращательного движения: Электропривод, обеспечивающий вращательное движение исполнительного органа рабочей машины. de Antrieb fur Drehbewegung en rotary drive.

11 электропривод поступательного движения: Электропривод, обеспечивающий поступательное линейное движение исполнительного органа рабочей машины. de Antrieb fur geradlinige Bewegung en linear drive.

12 электропривод возвратно - поступательного [вибрационного] движения: Электропривод, обеспечивающий возвратно – поступательное движение [вибрационное] исполнительного органа рабочей машины.

13 электропривод непрерывного движения: Электропривод, обеспечивающий непрерывное движение исполнительного органа рабочей машины.

14 электропривод дискретного движения: Электропривод, обеспечивающий дискретное перемещение исполнительного органа рабочей машины.

15 моментный электропривод: Электропривод, обеспечивающий заданный момент или усилие на исполнительном органе рабочей машины.

de Drehmomentantrieb en torque drive

16 позиционный электропривод: Электропривод, обеспечивающий перемещение и установку исполнительного органа рабочей машины в заданное положение.

17 реверсивный электропривод: Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины в любом из двухпротивоположных направлениях.

18 нереверсивный электропривод: Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины только в одном направлении.

19 **регулируемый электропривод:** Электропривод, обеспечивающий управляемое изменение координат движения исполнительного органа рабочей машины. de drehzahlgeregelter Antrieb en controlled variable drive.

20 нерегулируемый электропривод: Электропривод, не обеспечивающий управляемое изменение координат движения исполнительного органа рабочей машины. de nicht regelbarer Antrieb

21 **многоскоростной электропривод:** Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины с любой из двух или более фиксированных скоростей en multi-speed drive

22 многокоординатный электропривод: Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины по двум или более пространственным координатам.

23 электропривод согласованного движения: Электропривод, обеспечивающий согласованное движение двух или более исполнительных органов рабочей машины.

24 **главный электропривод:** Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины, выполняющего главную технологическую операцию. de Hauptantrieb en main drive

25 вспомогательный электропривод: Электропривод, обеспечивающий движение исполнительного органа рабочей машины, выполняющего вспомогательную технологическую операцию.de Hilfsantrieb en auxiliary drive

26 следящий электропривод: Электропривод, обеспечивающий перемещение исполнительного органа рабочей машины в соответствии с произвольно изменяющимися задающими сигналами. de Folgeantrieb

27 **программно-управляемый электропривод:** Электропривод, обеспечивающий перемещение исполнительного органа рабочей машины в соответствии с заданной программой. de programmgesteuerter Antrieb en programmable drive.

28 адаптивный электропривод: Электропривод, автоматически избирающий структуру и/или параметры своей системы управления при изменении возмущающих воздействий.

29 электропривод с регулированием энергетических показателей:

электропривод, работающий с заданным законом изменения одного или нескольких своих энергетических показателей.

30 неавтоматизированный электропривод: Электропривод, все операции управления которым выполняет оператор. en non-automated drive

31 **автоматизированный электропривод:** Электропривод, часть операций управления в котором выполняют соответствующие устройства управления без участия оператора en automated drive.

ВИДЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПО ФИЗИЧЕСКИМ ПРИНЦИПАМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В МЕХАНИЧСКУЮ

32 электромашинный электропривод: Электропривод, в котором преобразование электрической энергии в механическую осуществляется электрическими машинами на основе взаимодействия электромагнитных полей и проводников с током. de elektromotorischer Antrieb

33 электромагнитный электропривод: Электропривод, в котором преобразование электрической энергии в механическую осуществляется устройством на основе взаимодействия электромагнитного поля и ферромагнитных тел. de elektromagnetischer Antrieb

34 электростатический электропривод: Электропривод, в котором преобразование электрической энергии в механическую осуществляется устройством на основе взаимодействия электростатического поля и электрических зарядов.

35 пьезоэлектрический [магнитострикционный] электропривод:

Электропривод, в котором преобразование электрической энергии в механическую осуществляется устройствами на основе пьезоэлектрического [магнитострикционного] эффекта.

СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

36 электропривод с разомкнутой [замкнутой] системой управления: Электропривод, в котором отсутствует [имеется] обратная связь по регулируемой координате электропривода или по возмущению, воздействующая на управляющее устройство.

de Antrieb mit offenem [geschlossenem] Steuerungssystem en close-loop control

37 электрический вал: Взаимосвязанный электропривод, обеспечивающий синхронное движение двух или более исполнительных органов рабочей машины, не имеющих механической связи. de elektrische Welle

38 редукторный [безредукторный] электропривод: Электропривод, механическая передача которого содержит [не содержит] редуктор. en gear [direct] drive

39 маховичный электропривод: Электропривод вращательного движения, механическая передача которого содержит маховик. de Schwungradantrieb en fly wheel drive

40 дифференциальный электропривод: Многодвигательный электропривод, у которого скорость и момент на исполнительном органе рабочей машины алгебраически суммируются с помощью механического дифференциала. en differential drive. 41 **групповой электропривод:** Электропривод с одним электродвигателем, обеспечивающий движение исполнительных органов нескольких рабочих машин или нескольких исполнительных органов одной рабочей машины.

de Gruppenantrieb en group drive

42 индивидуальный электропривод: Электропривод, обеспечивающий движение одного исполнительного органа рабочей машины.

43 взаимосвязанный электропривод: Два или несколько электрически или механических связанных между собой электроприводов, при работе которых поддерживается заданное соотношение их скоростей и/или нагрузок, и/или положения исполнительных органов рабочих машин.

44 **многодвигательный электропривод:** Электропривод, содержащий несколько электродвигателей, механическая связь между которыми осуществляется через исполнительный орган рабочей машины.

de Mehrmotorenantrieb en multiunit drive

45 электрический каскад: Регулируемый электропривод с асинхронным двигателем с фазным ротором, в котором энергия скольжения возвращается в электрическую сеть. en Kraemer system

46 электромеханический каскад: Регулируемый электропривод с асинхронным двигателем с фазным ротором, в котором энергия скольжения преобразуется в механическую и передается на вал этого двигателя.

47 электропривод с общим преобразователем: Электропривод, преобразователь электроэнергии которого питает два или несколько двигателей.

48 электропривод с общим суммирующим усилителем: Регулируемый электропривод, в преобразовательном информационном устройстве которого сигналы управляющего воздействия и обратных связей по регулируемым координатам электропривода суммируются на одном общем усилителе.

49 электропривод с подчиненным регулированием координат: Регулируемый электропривод, в управляющем устройстве которого регуляторы по числу регулируемых координат электропривода соединяются последовательно, образуя систему замкнутых контуров регулирования, в которой выходной сигнал регулятора внешнего контура является входным сигналом регулятора внутреннего, подчиненного ему, контура.

50 электропривод с диалоговым преобразователем: Электропривод, выходные координаты преобразователя электроэнергии которого принимают любые значения от нуля до максимально допустимого.

51 электропривод с релейным преобразователем: Электропривод, выходные координаты преобразователя электроэнергии которого принимают два или три фиксированных значения.

52 электропривод с импульсным преобразователем: Электропривод, преоб-

разователь электроэнергии которого периодически с регулируемой скважностью включает и отключает подводимое к электродвигателю напряжение или изменяет параметры электрической цепи двигателя.

53 электропривод с инвертором тока [напряжения]: Электропривод переменного тока, преобразователь электроэнергии которого содержит инвертор тока [напряжения].

54 электропривод с источником тока: Электропривод, преобразователь которого обладает свойствами источника тока.

ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

55 электропривод постоянного [переменного] тока: Электропривод, содержащий электродвигатель постоянного [переменного] тока.

de Gleichstromantrieb [Wechselstromantrieb]

56 взрывозащищенное электрооборудование: Электрооборудование специального назначения, которое выполнено таким образом, что устранена или затруднена возможность воспламенения окружающей его взрывоопасной среды вследствие эксплуатации этого изделия, ГОСТ 18311.

57 система "генератор-двигатель" ["статический преобразователь- двигатель"]: Электропривод, имеющий электромашинный преобразователь [статический преобразователь электроэнергии].

58 электропривод с электромеханотронным преобразователем: Электропривод содержащий устройство, объединяющее электромеханический преобразователь с обеспечивающим его функционирование электронными компонентами управления, диагностики и защиты.

59 **тиристорный электропривод:** Электропривод, содержащий тиристорный преобразователь электроэнергии. de [Thyristorantrieb] en [thyristor drive]

60 электропривод с релейно-контакторным [бесконтактным] управлением: Электропривод, управляющее устройство которого реализуется на основе релейно-контакторной [бесконтактной] аппаратуры.

61 электропривод с силовыми резисторами: Электропривод, координаты которого регулируются путем изменения сопротивления резисторов, включаемых в силовую цепь электродвигателя.

62 электропривод с жесткой программой: Электропривод, в состав устройства управления которого входят средства, не допускающие изменения программы без изменения аппаратуры и структуры электропривода.

de Antrieb mit Festprogramm.

63 электропривод с тормозным устройством [с управляемой муфтой]: Электропривод, механическая передача которого содержит тормозное устройство [управляемую муфту].

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

64 координата электропривода: Любая электрическая, механическая, магнитная, тепловая переменная, принятая для описания состояния электропривода и управления его состоянием.

65 элемент приведения (электропривода): Один из движущихся элементов механической части электропривода, как правило, вал электродвигателя, к которому приводятся значения параметров.

67 номинальная скорость электропривода: Скорость элемента приведения электропривода при номинальном статическом моменте или силе. Здесь и далее: "момент" - для вращательного электродвигателя; "сила" - для электродвигателя поступательного движения.

68 скорость холостого хода электропривода: Скорость элемента приведения электропривода при моменте или силе равных нулю.

69 одномассовая схема электропривода: Расчетная схема механической части электропривода, представленная элементом приведения с моментом инерции, равным сумме приведенных моментов инерции и масс всех движущихся элементов механической части электропривода.

70 многомассовая схема электропривода: Расчетная схема механической части электропривода, представленная двумя или более элементами приведения.

71 статический перепад координаты электропривода: Разность двух значений координаты электропривода, соответствующая двум значениям статического режима.

72 динамический перепад координаты электропривода: Максимальная разность между мгновенным и конечным значениями координаты электропривода, возникающая в процессе его перехода от одного статического режима к другому.

73 электромеханическая постоянная времени электропривода: Отношение момента инерции электропривода к статической жесткости механической характеристики электродвигателя. en mechanical time constant

74 **момент инерции электропривода:** Сумма моментов инерции всех движущихся масс электропривода при приведении их к скорости элемента приведения электропривода. en moment of inertia

75 динамический момент [сила] электропривода: Момент [сила], приложенный к элементу приведения, электропривода, равный разности моментов [сил] электродвигателя и статической нагрузки 76 допустимая по нагреву нагрузка электропривода: Зависимость момента или силы статической нагрузки от времени, допустимая по условиям нагрева лимитирующего элемента электропривода при данных условиях охлаждения. de Termische Belastbarkeit des Antrieb

77 статическая жесткость механической характеристики электропривода: Отношение разности моментов или сил, соответствующих двум статическим режимам к разности скоростей электропривода в этих режимах при линеаризации механической характеристики электропривода на этом участке.

78 диапазон регулирования координаты электропривода: Отношение средних максимального и минимального значений регулируемой координаты электропривода при заданном диапазоне изменения возмущающих воздействий.

79 плавность регулирования координаты электропривода: Отношение разности двух соседних значений координаты электропривода к ее номинальному значению.

80 точность регулирования координаты электропривода: Отношение изменения регулируемой координаты электропривода при изменении возмущения в заданном диапазоне к ее среднему значению.

81 средневзвешенный коэффициент полезного действия электропривода: Отношение полезной механической работы исполнительного органа рабочей машины за заданный интервал времени к электрической энергии, потребленной за этот же интервал времени.

82 динамическая жесткость механической характеристики электропривода: Передаточная функция, связывающая момент и скорость электродвигателя электропривода.

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

83 механическая характеристика электропривода: Зависимость, связывающая скорость и момент или силу элемента приведения электропривода.

84 электромеханическая характеристика электропривода: Зависимость, связывающая скорость электродвигателя электропривода и ток якоря.

85 статический режим работы электропривода: Режим электропривода, в котором значение основной координаты электропривода, обычно скорости, неизменно.

86 динамический режим работы электропривода: Режим электропривода, в котором значение основной координаты электропривода изменяется.

87 динамическая характеристика электропривода: Зависимость между мгновенными значениями двух координат электропривода для одного и того же момента времени переходного режима работы электропривода.

88 переходный режим работы электрооборудования: Режим перехода от одного установившегося режима работы электрооборудования к другому, ГОСТ 18311. Под электрооборудованием здесь понимается электрооборудование, входящее в электропривод.

89 установившийся режим работы электрооборудования: Режим работы электрооборудования, при котором значения всех параметров режима практически неизменны или изменяются периодически, ГОСТ 18311.

90 допустимая по нагреву частота включения электропривода: частота следующих друг за другом включений электропривода с последующим отключением, при которой температура электродвигателя не превышает допустимую.

Приложение Б

Решение задач управления методом Лагранжа в понтрягинской форме

Перед разработчиками систем управления всегда стоит задача выбора из множества решений, одного управления – оптимального, т.е. наилучшего в определенном смысле. Задача синтеза оптимальной системы управления состоит в том, чтобы синтезировать регулятор или программатор, который наилучшим образом решают поставленную задачу управления. Математически эти задачи могут быть сформулированы единообразно и решаться одними и теми же методами. Особенности обуславливаются тем, что решение первой задачи связано с определение программного управления (управление в функции времени), а решение второй задачи - определение управления с обратной связью (управление виде функций от фазовых координат) [3-5, 44].

Для решения задач на безусловный экстремум применяется правило *множителей Лагранжа*¹². Применения этого правила начинается с составления *функции Лагранжа*, в состав которой входит исследуемый функционал и функции, задающие ограничения. Для этой цели необходимо осуществить переход с «содержательного» языка на формальный язык анализа. Формализованный функционал f^{13} , определяется на некотором множестве *n* - мерного пространства R^{*n*}:

$$f: \mathbf{X} \to \mathbf{R}^n \ . \tag{5.1}$$

При *формализации* задачи управления, ограничения могут быть представлены различным образом.

¹² **Правило множителей Лагранжа.** Если на задачу, кроме краевых условий, наложены дополнительные ограничения, то применяют прием Лагранжа. Прием Лагранжа заключается в том, что он преобразует задачу на условный экстремум к задаче не безусловный экстремум. Такой подход позволил расширить применений уравнения Эйлера *для функций многомерного пространства.* Если найдется точка локального экстремума нескольких непрерывно дифференцируемых функций, то найдутся и множители Лагранжа, не равные одновременно нулю и такие, что выполняются условие стационарности функции Лагранжа (частные производные по управлению, равные нулю). Используя функцию Гамильтона в уравнении Эйлера Лагранжа, становится возможным сформировать систему *канонических уравнений*, связывающих регулируемые переменные, множители Лагранжа и управление.

¹³ *f* - в теории экстремальных задач числовые функции называют функционалами.

Ограничения могут задаваться системой равенств или системой неравенств (транспортная задача). Ограничения, функционально связанные значениями в начальный t_0 и конечный t_1 момент времени, имеют вид :

$$\psi = \varphi(t_0, x(t_0), t_1, x(t_1))$$

и определены краевыми или граничными условиями. В некоторых задачах ограничения выгодно не включать в функцию Лагранжа (задача о преломлении света, задача Штейнера). В задачах классического вариационного исчисления, традиционным классом допустимых элементов [3] является банахово¹⁴ пространство:

$$\mathbf{x} = C^1([t_0, t_1], \mathbf{R}^n) , \qquad (5.2)$$

непрерывно дифференцируемых *n* мерных вектор – функций.

Показатель эффективности формулируется в виде функционала качества, требование к минимизации или максимизации которого, в виде числового значения, является критерием оптимальности. Существуют различные формы записи функционалов качества. Функционалы могут быть :

• интегральные -
$$J(x) = \int_{t_0}^{t_1} f(t, \mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}) dt$$
, задача Лагранжа, (Б.3)

• терминальные -
$$\Xi(x) = l(\mathbf{x}(t_0), \mathbf{x}(t_1)), задача Мейера,$$
 (Б.4)

• и смешанные - $B(x) = J(x) + \Xi(x)$, задача Больца. (Б.5)

Здесь следует подчеркнуть не единственность процедуры формализации. Сформулируем задачу управления в следующем виде. Пусть объект управления описывается системой *n* обыкновенных дифференциальных уравнений [48] в нормальной форме Коши:

$$\dot{x}_i = f_i(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}), \ i = 1, n,$$
 (5.6)

здесь $\mathbf{x} = [x_1, x_2, ..., x_n]^T$ вектор столбец координат состояния, $\mathbf{u} = [u_1, u_2, ..., u_m]^T$ вектор столбец управляющих воздействий. Необходимо найти оптимальное управление, переводящее объект из начального состояния в заданное конечное состояние, при следующих ограничениях:

$$\mathbf{x} \subset \mathbf{R}^{n}, \mathbf{u} \subset \mathbf{\Omega}, \forall t \in [t_{0}, t_{1}] \quad \mathbf{\Omega} \subset \mathbf{R}^{r},$$
(Б.7)

обеспечивая минимально возможное значение функционала качества:

¹⁴ Бонахово пространство есть полное нормированное пространство. Нормированным пространством является векторное пространство с заданной в нем нормой. Такое пространство всегда можно рассматривать как метрическое пространство.

$$J = J(x) = \int_{t0}^{t1} f(t, \mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}) dt \to \min$$
 (5.8)

Решение задачи должно отвечать ограничениям (Б.7) и условиям (Б.6). Моменты времени не фиксированы. Задачи, в которых функционалом является время, называются задачами быстродействия. Основным способом решение таких задач является метод множителей Лагранжа, который основан на общем принципе Лагранжа и формулируемым следующим образом.

Если ищется максимум или минимум некоторой функции многих переменных при условии, что между этими переменными существует связь, задаваемая одним или несколькими уравнениями, необходимо прибавить к минимизируемой системе функции, задающие уравнения связи, умноженные на неопределенные множители и искать затем максимум или минимум построенной суммы [3], как если бы переменные были независимы. Полученные переменные, присоединенные к уравнениям связи, послужат для определения всех неизвестных.

$$J = \int_{t_0}^{t_1} L(t, \mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{u}) dt = \min$$
(6.9)

На основании этого принципа, для решения задачи оптимизации, переходят к составлению функции Лагранжа, позволяющей поставленную задачу свести к простейшей задаче вариационного исчисления:

$$L(t, \mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \mathbf{u}) = s_0 f_0(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) + \sum_{i=1}^n s_i(t) [f_i(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) - \dot{x}_i], \ i = \overline{1, n},$$

$$s_0 = \text{const} < 0; \ s_i(t) \neq 0 \quad \forall \ t \in [t_0, t_1]; \ i = \overline{1, n},$$
(5.10)

здесь *s*₀,*s*_{*i*} - множители Лагранжа (не равные тождественно нулю функции времени), а выражение в квадратных скобках соответствует правой части уравнений объекта (Б.6):

$$f_i(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) - \dot{x}_i = 0; \ i = 1, n$$

Являясь составной частью функционала качества (Б.9), представленная дифференциальная связь может рассматриваться как ограничение.
Для определения траектории, на которой функционала (Б.9) достигает экстремальные значения, решаются *уравнения Эйлера*, как частные производные по каждой переменной функции Лагранжа:

• сопряженная система: $\frac{\partial L}{\partial x_i} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{x}_i} = 0$; i = 1, n; (Б.11)

• основная система:
$$\frac{\partial L}{\partial s_i} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial s_i} = 0$$
; $i = \overline{1, n}$;

• условия стационарности: $\frac{\partial L}{\partial u_i} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{u}_i} = 0$; $i = \overline{1, n}$.

Таким образом, для нахождения экстремали системы (Б.6), с учетом требований ограничения (Б.7) и функционала качества (Б.8), следует решить систему 2*n* дифференциальных уравнений (Б.6), (Б.11)..

Используя *функцию Гамильтона Н*, запись *уравнений Эйлера Лагранжа* значительно упрощается:

$$H = L + \sum_{i=1}^{n} s_i(t) \dot{x}_i ,$$

$$H = s_0 f_0(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) + \sum_{i=1}^{n} s_i(t) f_i(t, \mathbf{x}, \mathbf{u}) .$$
(5.12)

Полагая, что *s*₀ = -1, уравнения Эйлера Лагранжа приводятся к *канонической* форме:

Уравнения основной системы:	$\frac{dx_i}{dt} = \frac{\partial H}{\partial s_i} ; i = \overline{1, n} ,$
сопряженная система уравнений:	$\frac{ds_i}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial x_i}; \ i = \overline{1, n},$
условия стационарности:	$\frac{\partial H}{\partial u_i} = 0; \qquad i = \overline{1, n}.$

Такие задачи являются задачами Лагранжа в понтрягинской форме [3]. Здесь, без привлечения дополнительных соображений и требований, удобно учесть ограничения вида (Б.7). Более сложно формализуются задачи с ограничениями типа неравенства. В этом случае необходимо определять места их соединений, рассматриваемые, при разрывном управлении посредством метода Вейерштрасса – Эрдмана.

Приложение В

Патенты и свидетельства









Приложение Г

Учет нелинейности характеристики намагничивания на примере асинхронной машины с короткозамкнутым ротором общепромышленного применения

ависимости от насыщения, изменяются связи силовых и энергетических характеристик двигателя. Если при малых нагрузках нелинейностью характеристики намагничивания можно пренебречь, то с ростом нагрузки, когда магнитная система двигателя насыщается, этот эффект следует учитывать. Учет нелинейности осуществляется посредством степенного многочлена¹⁵

Рассмотрим влияние насыщения магнитной системы асинхронной машины общепромышленного применения AUPS100Y4 на аналитические связи (3.7 - 3.12). Нелинейность характеристики намагничивания двигателя определена в виде степенного многочлена [9]:

$$I_{0} = a\psi_{0} + b\psi_{0}^{n}; I_{0} = \sqrt{(i_{d} + i_{rd})^{2} + (i_{q} + i_{rq})^{2}}, \qquad (\Gamma.1)$$

$$a = 4.233; b = 0.2; n = 8; L_{m}(\psi_{0}) = \frac{\psi_{0}}{I_{0}}; \Delta(\psi_{0}) = L_{m} - L_{m}(\psi_{0}).$$

Параметры *a*, *b*, *n* эмпирической формулы позволяют достаточно точно учесть насыщение двигателя и характеризовать отклонение взаимной индуктивности $\Delta(\Psi_0)$ от ее величины L_m в номинальном режиме работы.

Используя уравнения (Г.1), подставляя параметры двигателя AUPS100Y4 в модель, учитывающую нелинейность характеристики намагничивания, произведен эксперимент, позволяющий определить изменение основные свойства асинхронной машины электропривода от положения векторов, учитывая насыщение магнитной системы. Суть эксперимента в следующем. При фиксированной скорости (рассматривается номинальная скорость) и различных значениях нагрузки, системой управления изменяется аргумент β , определяющий положение вектора потокосцепления статора, на интервале значений от 0.5^0 до 80.5^0 . Контролируются углы μ и φ , зависимые от угла β , функции энергетического состояния (6.29, 6.32), величины напряжений и токов, потокосцеплений и оценки качества, учитывая нелинейность характеристики намагничивания модели двигателя AUPS100Y4. Зная характеристику намагничивания двигателя и его конструктивные параметры, такой эксперимент не сложно провести и с другими типами электрический машин электропривода.

¹⁵ Аппроксимация характеристики намагничивания выполнена на основании опытных измерений

```
1
2
      %Асинхронный двигатель
 3
 4
      %10=a*F0+b*F0^n степенной многочлен, описывающий нелинейность
     %характеристики намагничивания.
 5
 6 - a=4.233; %параметры степенного многочлена
7 - b=0.2; %параметры степенного многочлена
8 - n=8; %параметры степенного многочлена
 9
10 -
     Udc=540; 🚯 напряжения звена постоянного тока
     pn=2; % число пар полюсов
N=149; % частота вращения
11 -
12 -
13 -
     Rs=3.328; % Ом, активное сопротивление обмотки статора
14 -
     Lm=0.236; % взаимная индуктивность
15 - Lds=0.009; % индуктивность рассеивания обмотки статора
16 - Ls=Lm+Lds; % Гн, индуктивность обмотки статора
17
18 - Lrr=0.016; % Гн, индуктивность рассеивания обмотки ротора
19 - Lr=Lm+Lrr; % полная индуктивность ротора
20 -
     Jr=1; % кг*м*2, момент инерции ротора
21 -
     Rr=2.4;
                 🖇 активное сопротивление обмотки статора
22 -
                🗞 параметр воемени, определяющий полосу пропускания
      Ts=0.01;
23 - g=0.278;%
24
25 -
     k1=2*(Lr*Ls-Lm^2)/3/pn/Lm; %параметры вектора управления
26 - k2=Lm*Rr/(Lr*Ls-Lm^2); %параметры вектора управления

        27 - k3=Ls*Rr/(Lr*Ls-Lm^2);
        $параметры вектора управления

        28 - k4=Lm*Rs/(Lr*Ls-Lm^2);
        $параметры вектора управления

29 - k5=1/Ts-Lr*Rs/(Lr*Ls-Lm^2); %параметры вектора управления
30 -
     k6=k5-k3;
                                     Зпараметры вектора управления
31 - bd=3.196;
                                     $параметры вектора управления
32
```

Рисунок Г.1 – М - файл, параметры асинхронной машины AИP100S4 с короткозамкнутым ротором общепромышленного применения



Рисунок Г.2 – Модель двигателя, учитывающая нелинейность характеристики намагничивания



Рисунок Г.3 – Узел рсі Z вычисляет потокосцепление в воздушном зазоре и отклонение нелинейности характеристики намагничивания от линейной части На первом этапе эксперимента проверяется реализация в модели на рисунке Г.2 характеристики намагничивания двигателя (Г.1) АИРS100Y4. Зависимость тока намагничивания I_0 и потокосцепления в воздушном зазоре Ψ_0 от положения вектора тока μ для каждого уровня нагрузки $1m_n$, $2m_n$, 3m, представлена на рисунке Г.4.



Рисунок $\Gamma.4$ – Изменение потокосцепления в воздушном зазоре ψ_0 , тока намагничивания I_0 и взаимной индуктивности L_m от положения вектора тока статора при значениях нагрузки $1m_n$, $2m_n$, 3m

В номинальном режиме работы, величина тока статора составляет $I_{\mu} = 10.2$ [A], что достигается при положении вектора тока μ_2 и номинальном напряжении. Ток намагничивания $I_0 = 3.2$ [A], потокосцепление в воздушном зазоре $\Psi_0 = 0.75$ [B6], отношение потокосцепления в воздушном зазоре и тока намагничивания определяет величину взаимной индуктивности $L_m = 0.236$ [Гн]. Результаты проверки представлены в виде зависимости потокосцепления в воздушном зазоре от тока намагничивания и функции их отношений L_m на рисунках Г.5.



Рисунок Г.5 – Результаты проверки нелинейности характеристики намагничивания модели двигателя

При увеличении нагрузки до 3 m_n , наблюдается снижение взаимной индуктивности L_m на 30 %. В этом режиме работы, потокосцепление в воздушном зазоре двигателя увеличивается до величины 1.286 [Вб] ток намагничивания составляет $I_0 = 6.8$ [A], что отражено на рисунке Г.5. Из представленного рисунка следует, при номинальной нагрузке $1m_n$, в области значений аргумента $\mu < \pi/4$, характеризующего положение вектора тока статора, наблюдается существенный рост потокосцепления $\Psi_0 > 1.2$ [Вб] в воздушном зазоре, что определяет отклонение взаимной индуктивности от номинальной величины более чем на 14%. В области аргумента $\mu > \pi/3$, влияние нелинейности характеристики намагничивания, при различной нагрузке, сказывается существенно меньше.

Результаты эксперимента

Связи силовых и энергетических характеристик определяют оценки основных свойств работы двигателя. Рисунок Г.6 иллюстрирует изменение значений функций энергетического состояния $F(\mu)$, $f(\mu)$ от положения векторов для каждого уровня нагрузки. С ростом насыщения наблюдается смещение экстремума функции $F(\mu)$ в область аргументов, где реактивная мощность минимальна. Показан рост минимального значения функций энергетического состояния F_{min} почти в два раза. Положение векторов, соответствующее минимальным значениям потокосцепления статора и напряжения, требуемого для функционирования электрической машины в области аргумента $\mu > \mu_2$, при учете нелинейности характеристики намагничивания, существенно не изменились.



Рисунок Г.6 – Зависимость функций энергетического состояния *F* (*µ*), *f* (*µ*) от положения векторов в условиях нелинейности характеристики намагничивания



Рисунок Γ .7 – Зависимость *КПД*, $cos(\varphi)$, параметра времени T_{∂} и напряжения U от положения векторов, при номинальной скорости вращения ротора и различной нагрузке, учитывая нелинейность характеристики намагничивания

На рисунке Г.7, при различной нагрузке и номинальной скорости вращения ротора, учитывая нелинейность характеристики намагничивания, представлена зависимость $K\Pi \square$, $cos(\varphi)$, параметра времени T_{∂} и напряжения U, требуемого для работы двигателя, от положения векторов при номинальной скорости вращения ротора и различной нагрузке. Если значение аргумента μ_2 , где достигается максимум $cos(\phi)$ практически не меняет своего положения с ростом нагрузки, то положение векторов, где достигается максимум КПД, смещается в область аргументов, где реактивная мощность имеет меньшее значение. В силу проявления нелинейности характеристики намагничивания, функция энергетического состояния увеличиваются, что снижает общую оценку КПД. Требуемое напряжение U, при номинальной скорости и нагрузке, только при положении вектора тока μ близком к номинальному значению μ_2 и значению $\mu > \mu_2$, отвечает условиям управления U<U огр. Но в этой области аргументов, оценки энергетических свойств электропривода существенно хуже. Параметр времени Т_д позволяет оценить мощность, требуемую для изменения электромагнитного момента с заданным темпом, при различном положении векторов. Управление методом последовательного синтеза дает возможность, наряду с линейным формированием электромагнитного момента независимо регулировать и положение векторов.



Рисунок Г.8 – Переходные процессы прямого пуска двигателя при U_{ϕ} = 220 [B]. Модель учитывает нелинейность характеристики намагничивания



Рисунок Г.9 – Процессы формирования электромагнитного момента, модуля вектора тока и потокосцепления статора при начальных условиях равных нулю



Рисунок Г.10 – Изменение взаимной индуктивности и потокосцепления в воздушном зазоре электрической машины при изменении нагрузки двигателя



Рисунок Г.11 – Процессы формирования электромагнитного момента, модуля вектора тока и потокосцепления статора в условиях ограничения модуля фазного напряжения на уровне 311 [В] двигателя АИРS100Y4, при минимизации реактивной мощности, не выполняя предварительного намагничивания



Рисунок Г.12 – Изменение фазных значений напряжения и тока, при формировании электромагнитного момента до величины $2m_n$, в системе управления синтезированной методом последовательного синтеза, учитывающей нелинейность характеристики намагничивания двигателя AUPS100Y4



Рисунок Г.13 – Изменение фазных значений напряжения и тока, при формировании электромагнитного момента до величины 3 *m_n* [Hм] в системе, сформированной методом последовательного синтеза, учитывающей нелинейность характеристики намагничивания асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Установленные связи позволяют определить область аргументов, где достигаются желаемые значения оценок энергетической эффективности, при различной нагрузке и скорости вращения ротора в условиях насыщения магнитной системы двигателя электропривода и ограничении напряжения источника питания. Представленная модель, учитывающая нелинейность характеристики намагничивания двигателя рассматривалась при прямом пуске двигателя на номинальное напряжение. Переходные процессы прямого пуска двигателя при $U\phi = 220$ [B] представлены на рисунке Г.8. Процессы формирования электромагнитного момента, в системе управления асинхронной машиной при минимуме реактивной мощности, отражены на рисунке Г.9. При начальных условиях равных нулю, наблюдается формирование модуля вектора тока и потокосцепления статора, при нагрузке величиной 3 М_н. На рисунке Г.10 отражено изменение взаимной индуктивности в функции нелинейно изменяющейся нагрузки. При увеличении нагрузки до 3 М_н, наблюдается увеличение модуля потокосцепления в воздушном зазоре до величины 1.3 [Вб]. При этом отмечается снижение взаимной индуктивности на 40%. Процессы изменения регулируемых переменных, в системе вращающихся координат, при формировании электромагнитного момента двигателя AUPS100Y4 в условиях минимума реактивной мощности и ограничении модуля фазного напряжения на уровне 311 [В], отражены на рисунке Г.11. Значительного увеличения тока статора, при начальных условиях равных нулю, не наблюдается. При уменьшении взаимной индуктивности на 40%, больших различий переходных процессов модели без учета насыщения магнитной системы, в силу выбора потокосцеплений, в качестве регулируемых переменных, не отмечено. На рисунке Г.12. представлены фазные значения тока и напряжения, при формировании электромагнитного момента до уровня 2 Мн. Время формирования электромагнитного момента, в условиях ограничения модуля фазного напряжения на уровне 311 [В], так же мало изменяется. На рисунке Г.13 представлены фазные значения тока и напряжения, при формировании электромагнитного момента до уровня 3 Мн в условиях минимизации реактивной мощности без предварительного намагничивания двигателя.

340

Благодаря структурно параметрической компенсации нелинейности обеспечивается линейный характер изменения выходных величин, в условиях ограничения напряжения источника питания на уровне 311 [B].

Проведенный эксперимент на модели системы управления асинхронной машиной, учитывающей нелинейность характеристики намагничивания показывает, при номинальной нагрузке и значении угла $\mu < \pi/4$, характеризующего положение вектора тока статора, наблюдается существенный рост потокосцепления ψ_0 >1.2 [Вб] в воздушном зазоре, при снижение взаимной индуктивности более чем на 14%. Существенное увеличение амплитуды фазного напряжения U > 311 [B] обусловлено ростом реактивной мощности, что значительно ограничивает возможности экономичного управления асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором. Рассмотрена связь между аргументами, определяющими положение векторов. Установлены связи силовых и энергетических характеристик. Показана зависимость основных критериев качества, учитывая насыщение магнитной системы двигателя, от положения векторов. Установлены значения аргументов, при которых мощность, подводимая к обмоткам двигателя для формирования электромагнитного момента с заданным темпом, имеет минимальное значение. Хорошо прослеживается изменение аргументов, доставляющих условия минимума потерь, при насыщении двигателя. Организуя управление методом последовательного синтеза, наряду с линейным формированием электромагнитного момента, регулируется положение векторов. Установленные связи позволяют определить положения векторов, при которых формирование электромагнитного момента будет осуществляться в условиях наиболее полного использования возможности асинхронной машины и источника питания для достижения цели управления. Результаты эксперимента демонстрируют область аргументов, характеризующих положение векторов при заданной скорости, где напряжение, требуемое для функционирования асинхронной машины, не выходит из ограничений уровня номинальной величины при реализации желаемых свойств управления электроприводом.

Зная характеристику намагничивания двигателя и его конструктивные параметры, такой эксперимент не сложно провести и с другими типами электрических машин переменного тока, позволяя определить изменение аргументов, обеспечивающее заданные свойства электропривода. Приложение Д

Акты и внедрения результатов работы

PE, UPPERTIFE D	оскорно	PARITY -	POCATOM	
Федераль унитар Производс (ФГУ	ное госу ное пре твенное «Север П ПО «	дарств дприят объеді » Север»	енное пе (ненне)	
a/s 160, 63 Tenera Ten.(383) 274 E-m E-m	0075, г. Но Ап: 133509 -45-00, фаж ail: <u>info@pc</u> ail: <u>info@pc</u>	NOCHÓHPCK "RHTAP5" c (383) 274 ISCYCLTU ISCYCLTU	- 75 -45-01	
Al .12.2015		Nz 197-	09-25/23	58
а исх	от		5	

Настоящим документом подтверждается использование методики синтеза управления синхронной машиной с постоянными магнитами, представленной в диссертационной работе к. т. н. Ю. П. Филюшова, на предприятии ФГУП ПО «Север», госкорпорации «РОСАТОМ», для создания высокодинамичных систем воспроизведения движения.

Главный инженер ФГУП ПО «Север»

Н. Н. Вагин

Manfonis

unt-funara i me i	OCKOPHOPAID	ш⊿рослточ₀
Федераль	ное тосудар	твенное
унита	рное предпри	яятне
Производе	твенное объ	единение
	«Север»	1002
(ФГЗ	и по «Сев	eb»)
air 180, 63 Teaca Teac(383) 27 E-n	80075, г. Новоенбя айа: 133509 "УШТ, 1-15-00, факс (383 mil: <u>info@posever</u>	фск 75 АРЪ7 1 254-45-01 <u>п.</u>
2/1 160, 60 Tenera Ten(333) 27 E-m	80075, г. Новосноїз віш: 133509 "ЯШТГ. 1-15-00, фако (383 mil: info <i>f</i> grosever 	195875 APL* 1254.45-01 <u>11</u> 197.199 .2 5/ <i>235</i>

Настоящим документом подтверждается, результаты диссертационной работы к. т. н. Ю. П. Филющова «Вопросы теории и основы построения энергоэффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока» применяются на предприятии ФГУП ПО «Север», госкорпорации «РОСАТОМ», для создания новых систем управления электрическими машинами переменного тока.

Приняты к конструкторской разработке следующие изделия:

1) система управления синхронной маниной с постоянными магнитами, обеспечивающая быстрое формирование электромагнитного момента в условиях минимизации реактивной мощности;

система управления синхронной машиной с постоянными магнитами, 2) синтезированная методом последовательного синтеза, с идентификатором состояния, обеспечивающим адаптацию системы к изменснию активного сопротивления статора в результате теплового воздействия.

Применение указанных изделий позволяет расширить диапазон скорости минимизировать регулирования электрической машины, реактивную мощность и улучшить потребительские свойства всего электропривода в целом.

Главный инженер ФГУП ПО «Север»

II. II. Вагин

344