

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи

Григорьев Максим Анатольевич

УДК 62-83::621.313.3

**СИНХРОННЫЙ РЕАКТИВНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
С НЕЗАВИСИМЫМ УПРАВЛЕНИЕМ ПО КАНАЛУ
ВОЗБУЖДЕНИЯ И ПРЕДЕЛЬНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ
ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ И ПЕРЕГРУЗОЧНЫМ
СПОСОБНОСТЯМ**

Специальность 05.09.03 – “Электротехнические комплексы и системы”
Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант –
доктор технических наук,
профессор **Уснин Ю.С.**

Челябинск – 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	6
Глава 1. ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПОЗИЦИЙ РЕАЛИЗАЦИИ ПРЕДЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ	16
1.1. Обобщенные требования технологического процесса к электроприводам, реализующим предельные режимы работы по быстродействию и перегрузочной способности.....	16
1.2. Новые подходы к синтезу современных регулируемых электроприводов переменного тока	23
1.3. Новые типы электроприводов	30
1.3.1. Вентильно-индукторные электроприводы.....	30
1.3.2. Синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения	32
1.4. Этапы синтеза регулируемых электроприводов, реализующих предельные режимы работы.....	33
1.5. Оценка возможностей каждого из этапов разработки	35
Выводы по главе 1	41
2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА “ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ДВИГАТЕЛЬ”	43
2.1. Предварительная оценка возможностей существующих математических моделей электроприводов переменного тока	43
2.2. Обобщенная математическая модель электропривода переменного тока	56
2.2.1. Математическое описание электромеханического преобразователя с различными конфигурациями магнитной системы	59
2.2.2. Математическое описание полупроводникового преобразователя	66
2.2.3. Анализ возможностей распараллеливания расчетов в электроприводах переменного тока	76
2.3. Анализ программно-технических возможностей суперкомпьютерного центра Скиф-Аврора	83
2.4. Алгоритм расчета математической модели с распараллеливанием вычислительных операций	89
2.5. Оценка адекватности предложенной математической модели	94
2.6. Частные случаи математических моделей электроприводов переменного тока	98

2.6.1. Математическая модель асинхронного электропривода	99
2.6.2. Математическая модель синхронного электропривода	102
2.6.3. Математическая модель электропривода с СРМНВ	106
Выводы по главе 2	108
3. СПОСОБЫ ДОСТИЖЕНИЯ УЛУЧШЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С СРМНВ В СОПОСТОВЛЕНИИ С ДРУГИМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ	110
3.1. Основные термины и определения. Показатели эффективности регулируемого электропривода	110
3.2. Влияние способа управления на удельные показатели	113
3.2.1. Управление в электроприводах постоянного тока	113
3.2.2. Управление в асинхронных электроприводах	115
3.2.3. Управление в синхронных электроприводах с возбужденным ротором	118
3.2.4. Управление в синхронных реактивных электроприводах и СРМНВ	121
3.3. Влияние способа управления на перегрузочные показатели электроприводов	129
3.4. Предельные скоростные режимы работы электроприводов	133
Выводы по главе 3	137
4. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСА “ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ДВИГАТЕЛЬ”	139
4.1. Постановка задачи многокритериальной оптимизации с позиции достижения предельных показателей по быстродействию и перегрузочной способности	139
4.2. Общая задача определения рационального соотношения затрат на активные материалы в системе “Регулируемый преобразователь – двигатель”	148
4.2.1. Решение задачи в системе с идеальным источником питания	148
4.2.2. Уточнение задачи с учетом нагрузочной диаграммы электропривода	153
4.2.3. Решение задачи в системе с реальным источником питания	155
4.3. Выбор основных размеров электромеханического преобразователя	162
4.3.1. Постановка задачи выбора главных размеров двигателя	162
4.3.2. Алгоритм выбора размеров и уточнение весовых коэффициентов расхода активных материалов	164
4.3.3. Анализ результатов расчета	165

4.4. Выбор структуры и параметров силовых цепей	167
4.4.1. Особенности работы электропривода при ограниченном числе фаз полупроводникового преобразователя	167
4.4.2. Выбор схемы силовых цепей при минимизации затрат на электропривод.....	187
4.4.3. Выбор схемы силовых цепей при минимизации электрических потерь в электроприводе	192
4.5. Оптимальные решения по критерию Парето	196
Выводы по главе 4	197
5. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА	200
5.1. Классификация структур управления электроприводами переменного тока	200
5.2. Обобщенная структура управления электроприводом с СРМНВ	202
5.2.1. Матричная модель контура регулирования момента как многомерной системы	202
5.2.2. Анализ факторов, способствующих увеличению числа независимых управляющих воздействий	205
5.2.3. Выбор управляющих воздействий в электроприводе с СРМНВ.....	213
5.3. Обоснование возможности аппроксимации динамических характеристик электропривода с СРМНВ линейными звеньями.....	214
5.3.1. Физические модели электроприводов с СРМНВ	215
5.3.2. Особенности идентификации электропривода с СРМНВ частотными методами.....	217
5.3.3. Частотные характеристики контуров регулирования фазных токов	222
5.3.4. Частотные характеристики контура регулирования электромагнитного момента. Принятая математическая модель	224
5.4. Синтез структур управления электроприводами с СРМНВ.....	226
5.4.1. Системы управления с независимым возбуждением.....	226
5.4.2. Системы управления с последовательным возбуждением.....	229
5.4.3. Системы управления с двухзонным регулированием скорости	229
5.4.4. Потери в электроприводах при разных законах регулирования	231
5.5. Особенности работы электропривода с СРМНВ на повышенных угловых скоростях	233
5.5.1. Структурная схема канала регулирования момента	233

5.5.2. Расчетные и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ	236
5.7. Синтез систем управления электроприводом с ДТС	238
5.7.1. Особенности и возможности систем с ДТС-управлением в синхронных реактивных электроприводах	238
5.7.2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований на математических моделях и физическом макете электропривода	240
Выводы по главе 5	241
6. ПРИМЕРЫ РЕАЛИЗАЦИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СРМНВ НА РЕАЛЬНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМАХ	243
6.1. Оптимальная траектория движения электропривода, реализующего предельные характеристики	243
6.1.1. Общий случай движения электропривода для механизмов, реализующих предельные характеристики.....	243
6.1.2. Формализованный метод поиска оптимальных процессов в электроприводах с предельными режимами работы.....	244
6.2. Электроприводы станов ХПТ	245
6.2.1. Участки оптимальных траекторий движения привода подачи.....	246
6.2.2. Реализация предельных характеристик в электроприводе подачи стана ХПТ	248
6.3. Тяговые электроприводы	259
6.3.1. Участки оптимальных траекторий движения тягового электропривода.....	260
6.3.2. Реализация предельных характеристик в тяговом электроприводе.....	261
6.4. Электроприводы с вентиляторным характером нагрузки	276
6.4.1. Особенности требований технологического процесса	277
6.4.2. Электрические схемы замещения технологического процесса	280
6.4.3. Идея импульсно-векторного управления	281
6.5. Реализация результатов работы на промышленных предприятиях	284
Выводы по главе 6	285
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	286
ЛИТЕРАТУРА	290
ПРИЛОЖЕНИЕ	

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Появление новых технологий и совершенствование существующих не только повышает требования к электроприводу, но и требует реализации нового характера движения. Привычные требования к электроприводу: диапазон регулирования скорости и момента, полоса пропускания частот электропривода, энергоэффективность, – резко увеличиваются.

В настоящее время наибольший прогресс в современных регулируемых электроприводах наблюдается в приводах переменного тока и идет он за счет комплексного подхода, который учитывает особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и электрической машины. Так, если обратить большее внимание на новые типы электрических машин и в комплексе “преобразователь – двигатель” проектировать не преобразователь под традиционный двигатель с синусоидальным напряжением на статоре, а попытаться при конструировании электропривода учесть особенности совместной работы электродвигателя с преобразователем, то можно добиться высоких результатов.

Электроприводы, работающие в экстремальных условиях, требуют нетрадиционного исполнения и сочетания параметров всего силового электрооборудования, так как существующие типовые решения при всех их достоинствах: высокой энергоэффективности, интенсивном использовании активных материалов, технологичности изготовления, – не способны обеспечить в полной мере требования современных и будущих технологий.

В этом случае необходимо по-иному формулировать критерии эффективности работы электропривода. Перечень требований, который не отвергает существующие показатели ($\cos\varphi$, КПД), необходимо дополнять критериями и показателями, непосредственно влияющими на качество ведения технологического процесса (M/t , M/J), где M , t , J – момент, масса, момент инерции двигателя.

Степень научной разработанности проблемы. Новый подход к разработке электроприводов коснулся как традиционных решений, например, на базе синхронных электрических машин (Вейнгер А.М., Lipo T.), асинхронных электро-

приводов с векторным управлением (Бродовский В.Н., Дартау В.А., Шрейнер Р.Т., Панкратов В.В., Макаров Л.Н., Дементьев Ю.Н., Поляков В.Н.), с DTC-управлением (Рудаков В.В., Козярук А.Е.), линейных асинхронных электроприводов (Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф.), так и приводов, получивших своё развитие только в последнее время, например, вентильно-индукторных электроприводов (Чиликин М.Г., Ильинский Н.Ф., Ивоботенко Б.А., Lawrenson P., Садовский Л.А., Бычков М.Г., Красовский А.Б., Козаченко В.Ф.), синхронных реактивных электроприводов (Vagati A., Franceschini G., Беспалов В.Я.). Особое место в этом ряду занимают синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения (CPMNB) (по английской терминологии – Field Regulated Reluctance Machine) (Weh H., Lipo T., Law J., Busch T.).

Основы теории электроприводов, реализующих предельные режимы работы на базе специальных машин постоянного тока малой мощности, были предложены проф. Каганом В.Г.

Между тем, высокие удельные показатели, близкие к предельным, можно обеспечить и в рамках традиционных конструкций и технологий изготовления электрических машин и полупроводниковых преобразователей, если обратить внимание и воспользоваться принципиально новыми возможностями, которые появились в конце XX века благодаря прогрессу силовой электроники и микропроцессорных устройств.

Объект исследования – синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения с предельными по быстродействию и перегрузкам характеристиками.

Предмет исследования – электромагнитные, электромеханические процессы в синхронном реактивном электроприводе с независимым управлением по каналам возбуждения и якоря.

Целью диссертационной работы является создание теории, системы управления синхронных реактивных электроприводов, которые отличаются предельными показателями по быстродействию и перегрузкам, улучшенными массогабаритными и эксплуатационными характеристиками, что достигается за счёт учёта совместной работы источника питания и двигателя.

Идея работы заключается в том, что благодаря уровню развития силовой полупроводниковой и цифровой измерительной техники удаётся пересмотреть принципы согласования силовых элементов (электродвигателя, источника питания и рабочего органа) и добиться существенного улучшения потребительских свойств электромеханических преобразователей и электротехнических комплексов с единой позиции – обеспечения предельных характеристик по быстродействию и перегрузочной способности.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих **задач**:

- анализа предельных возможностей электропривода с СРМНВ и результатов экспериментальных исследований на физическом образце, подтверждающих актуальность дальнейших исследований;

- синтеза и обоснования обобщённой математической модели электропривода, включающей описание электромеханического преобразователя, полупроводникового преобразователя, учитывающей особенности их совместной работы;

- анализа результатов исследования на обобщённой математической модели электропривода и обоснования высоких удельных показателей и перегрузочной способности электропривода;

- синтеза алгоритма поэтапной оптимизации электропривода с СРМНВ;

- создания алгоритмов и структур управления электроприводом;

- синтеза методики последовательной частной оптимизации для позиционных электроприводов с СРМНВ.

Методы исследований. В работе использовались методы теоретического и экспериментального исследования.

Теоретические методы исследования: основные положения теории электромеханического преобразования энергии, теории электропривода и полупроводниковой преобразовательной техники, частотные методы теории регулирования, метод конечных элементов, методы теории вариационного исчисления, методы математического моделирования систем на ЭВМ.

Методы экспериментального исследования: наблюдение, измерение, – которые проводились на экспериментальных образцах и технологических объектах

и были необходимы для получения исходных данных, проверки и уточнения результатов теоретического анализа.

Достоверность полученных результатов. 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 теории, компьютерного моделирования и физического эксперимента.

Научные положения, выносимые на защиту и их научная новизна

1. Предложена обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, параметры электрической машины представлены как распределённые, и отличающаяся тем, что алгоритм параллельного вычисления обобщен для класса электроприводов переменного тока, а в основу построения модели положен критерий минимума расчетного времени.

2. Дана теория и определены предельные возможности объекта управления – нового класса синхронных реактивных электроприводов с существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту без увеличения габаритов двигателя и усложнения системы управления, благоприятными массогабаритными показателями, сверхвысокими угловыми скоростями. Синергетический эффект достигался за счет перехода к многофазным схемам силовых цепей, а также отдельного и независимого управления по каналам возбуждения и якоря.

3. Методом поэтапной многокритериальной оптимизации показано, что улучшение удельных показателей в электроприводах с предельными характеристиками можно добиться, если учитывать взаимное влияние звеньев электротехнического комплекса. На начальном этапе минимизировались удельные затраты на компоненты электромеханического преобразователя путем их перераспреде-

ления между активными частями двигателя и полупроводникового преобразователя, далее достигались максимальные удельные моменты за счет изменения геометрии машины и с учётом совместной работы преобразователя и двигателя, наконец, на последнем этапе оптимизировались структура и параметры силовых цепей по критерию минимума суммарных затрат.

4. С позиций системного подхода предложены и обоснованы алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие режимы работы с предельными возможностями по перегрузкам и быстродействию. При этом поскольку число степеней свободы управляющих воздействий в многомерной системе управления электроприводом с СРМНВ увеличено, оказывается целесообразным отказаться от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока.

5. Показано, что в электроприводах реальных производственных механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации, оптимальная траектория движения сшивается из отдельных отрезков, которые складывались из нескольких фазовых траекторий с различным набором целевых функций.

Практическое значение работы заключается в следующем:

Разработанная обобщённая математическая модель электропривода позволила сформулировать методы решения следующих практических задач: учёта динамических свойств электропривода при проверке двигателя по нагреву и перегрузочной способности, расчета запаса по току и напряжению преобразователя, оценки эффекта от внедрения электропривода с СРМНВ по сравнению с традиционными решениями, что необходимо на этапе выбора системы привода. Разработанные методы приняты к использованию на ОАО “Челябгипромез”;

Методика синтеза замкнутых многосвязных электроприводов переменного тока с амплитудной модуляцией сигнала в контуре регулирования момента позволяет выполнять синтез корректирующих устройств и может быть использована для высокоскоростных электроприводов, например, турбокомпрессоров;

Методика последовательной частной оптимизации комплекса “Регулируемый электропривод – рабочая машина” может быть использована в инженерных

методах проектирования электроприводов, работающих в тяжёлых режимах работы с предельными требованиями по перегрузкам и динамическим характеристикам. В частности, методика успешно применялась при разработке электропривода подачи стана холодной прокатки труб: синтез параметров контура регулирования тока, передаточного числа редуктора, кинематической передачи, отношения длины ротора двигателя к его диаметру, параметров регулятора, – с позиции единого критерия – минимального времени позиционирования рабочего органа;

Предложены структуры импульсно-векторного управления электроприводов с СРМНВ, питающихся от тиристорных коммутаторов и отличающихся умеренными показателями регулирования, что позволяет снизить затраты на компоненты электропривода. Эти структуры приняты для реализации на механизмах с вентиляторным характером нагрузки ОАО ЧТПЗ, ОАО ЧЦЗ, ООО НТЦ “Приводная техника”.

Реализация результатов диссертационной работы

Результаты диссертационной работы использованы в производственной и научно-исследовательской деятельности:

- ОАО “Челябинский трубопрокатный завод” при модернизации электропривода подачи стана холодной прокатки труб;
- ФГУП “Усть-Катавский вагоностроительный завод” при создании перспективных тяговых электроприводов трамваев с низким уровнем пола;
- ОАО “Челябинский цинковый завод” при модернизации электроприводов механизмов с вентиляторным характером нагрузки;
- ООО “Научно-технический центр “Приводная техника” (г. Челябинск) при разработке тяговых электроприводов тракторов ДЭТ-400 и при производстве новых типов синхронных реактивных машин;
- ОАО “Челябинский металлургический комбинат” при синтезе и наладке универсального рельсобалочного стана;
- ОАО “Ашинский металлургический завод” при наладке электропривода нажимного устройства стана 2850 Прокатного цеха №1;

– ОАО “ЧЕЛЯБГИПРОМЕЗ” (г. Челябинск) при разработке перспективных типов электроприводов различного назначения от простых с вентиляторным характером нагрузки до сложных технологических объектов металлургического производства с тяжёлыми и крайне тяжёлыми условиями эксплуатации.

Результаты работы нашли применение в учебном процессе и отражены в учебных программах по направлению подготовки бакалавров и магистров “Электроэнергетика и электротехника” (учебные курсы: “Теория электропривода”, “Системы управления электроприводов”, “Следящие электроприводы”) в ФГБОУ ВПО “Южно-Уральский государственный университет”, в АНО Учебный центр “МОМЕНТУМ” (г. Челябинск).

Диссертационная работа подготовлена в рамках реализации федеральных целевых программ:

– ФЦП “Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники” на 2002-2006 годы” по проблеме “Разработка основ теории энергосберегающего вентильного электропривода на базе синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения” (госконтракт № 02.442.11.7281 от 28.02.2006);

– ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в рамках мероприятия 1.2.2 по проблеме “Энергосберегающие электроприводы на основе новых типов электрических машин и вентильных преобразователей” (госконтракт № П1442 от 03.09.2009);

– ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в рамках мероприятия 1.2.2 по проблеме “Высоконадёжные энергосберегающие комплексы на основе новых типов вентильных электроприводов и обеспечение их безопасности” (госконтракт № П 1135 от 02.06.2010);

– ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в рамках мероприятия 1.2.2 по проблеме “Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжёлыми условиями эксплуатации” (госконтракт № 14.740.11.1100 от 24.05.2011);

– ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в рамках мероприятия 1.3.1 по проблеме “Энергосберегающие решения на основе

традиционных и новых типов электроприводов для городского электротранспорта” (госконтракт 14.B37.21.1503 от 21.09.2012 г);

– ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России” в рамках мероприятия 1.3.2 по проблеме “Энергосберегающие тяговые электроприводы электровозов” (госконтракт 14.132.21.1754 от 2012 г);

– гранта президента РФ (договор № 16.120.11.6780-МК от 01.02.2012).

Апробация работы. В полном объёме работа докладывалась и обсуждалась на заседаниях кафедр:

– “Электропривод и автоматизация промышленных установок” ФГБОУ ВПО Южно-Уральского государственного университета, г. Челябинск;

– “Робототехника и автоматизация производственных систем” ФГБОУ ВПО “Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет “ЛЭТИ” им. В.И. Ульянова (Ленина), г. Санкт-Петербург”;

– “Электрооборудование судов” ФГБОУ ВПО “Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева”, г. Н. Новгород;

– “Электропривод и электрооборудование” ФГБОУ ВПО “Национальный исследовательский Томский политехнический университет”;

– “Автоматизированный электропривод и мехатроника” ФГБОУ ВПО “Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова”, г. Магнитогорск.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях и семинарах, в том числе на: 3...7-ой Международных (14-18 Всероссийских) научно-технических конференциях по автоматизированному электроприводу (АЭП) (г. Н. Новгород, 2001, г. Магнитогорск – 2004; г. С.-Петербург – 2007; г. Тула – 2010, г. Иваново – 2012); на всемирных конгрессах SAE 2007,...SAE 2011, 2013, SAE 2013 Commercial Vehicle Engineering Congress United States Rosemont, Ill, World Congress, Detroit, MI (2007-2011); на всемирном конгрессе International Powertrains, Fuels and Lubricants Congress, Shanghai, CHINA (2008), всемирном конгрессе Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, Florence, ITALY (2009); на 12...15 научно-технических конференциях “Электроприводы переменного тока” (г. Екатеринбург –

2001...2012); 11...13 Международных конференциях “Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты” (г. Алушта – 2006, 2008 – 2012); 15 – 16 Международных научно-технических конференциях “Бенардосовские чтения” (г. Иваново – 2009, 2011); Национальном симпозиуме Russian National Symposium On Power Engineering (г. Казань – 2001), Национальном симпозиуме XXVIII, XXIX Российской школы, РАН (г. Миасс – 2008, 2009); международной конференции “Электроэнергетика и автоматизация в металлургии и машиностроении” (г. Магнитогорск – 2008).

Публикации. По теме диссертации опубликовано более 70 печатных работ, в том числе 2 монографии, 30 научных статей (из них – 24 в периодических изданиях, **рекомендованных ВАК РФ**), 20 докладов на конференциях, 6 патентов РФ на изобретение, 8 свидетельств РФ об официальной регистрации программ для ЭВМ.

Личный вклад автора состоит в постановке задач исследования, в разработке методов исследования и в обобщении результатов исследований. Все научные положения разработаны автором лично. В работах, выполненных в соавторстве со своим научным консультантом Усыниным Ю.С., автору принадлежат результаты, относящиеся к разработке концепции исследования, постановке задач оптимизации, построения обобщённых моделей электропривода. В работах, выполненных совместно с аспирантами А.Е. Бычковым и Е.В. Белоусовым, автор осуществлял постановку задач и научное консультирование. В разработках с другими соавторами автору принадлежит ведущая роль в постановке задач исследования, обосновании математических моделей и методов решения.

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, шести глав и заключения, изложенных на 305 страницах машинописного текста, содержит 110 рисунков, 15 таблиц, список используемой литературы из 214 наименования.

Соответствие научной специальности: исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует формуле и области исследования, приведённой в паспорте специальности 05.09.03, в частности:

- первое, второе научные положения соответствуют п. 1;
- третье, четвертое, пятое положения соответствуют п. 3.

В первой главе обобщены требования со стороны технологических объектов, которые характеризуются экстремальными режимами работы по быстродействию, перегрузочной способности. Была сформулирована концепция синтеза (проектирования) электротехнических комплексов, в которых обеспечиваются предельные по возможностям характеристики.

Во второй главе выполнен обзор основных подходов к синтезу математических моделей. Сформулировано первое научное положение и представлено его доказательство. Выполнено сопоставление результатов расчета с общепринятыми методиками.

В третьей главе выполнялось сопоставление электроприводов с СРМНВ, асинхронных и синхронных электроприводов по функциональным признакам, удельным и перегрузочным показателям. На основании теоретических и экспериментальных исследований представлены доказательства второго научного положения.

В четвертой главе сформулированы требования к этапам оптимального проектирования электропривода с позиции обеспечения предельных характеристик электропривода, сформулирована задача оптимизации, рассмотрено доказательство третьего научного положения и даны результаты оптимизации.

В пятой главе дана классификация существующих структур управления электроприводами переменного тока. Рассмотрено доказательство четвертого научного положения. Приведены результаты экспериментальных исследований на опытных образцах электропривода.

В шестой главе представлено доказательство пятого научного положения. Приведены примеры внедрений электропривода с СРМНВ реальных производственных механизмов. Дан расчет ожидаемого экономического эффекта.

В заключении даны основные научные результаты работы.

В приложении приведены результаты расчетов технико-экономического эффекта и акты внедрения результатов диссертационной работы в организациях.

ГЛАВА 1. ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПОЗИЦИЙ РЕАЛИЗАЦИИ ПРЕДЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ

1.1. Обобщенные требования технологического процесса к электроприводам, реализующим предельные режимы работы по быстродействию и перегрузочной способности

Появление новых технологий и совершенствование существующих не только повышает требования к электроприводу, но и требует реализации нового характера движения. Привычные требования к электроприводу: диапазон регулирования скорости и момента, полоса пропускания частот электропривода, энергоэффективность, – резко увеличиваются.

В табл. 1.1 систематизированы требования к регулируемому электроприводу со стороны ряда технологических объектов, в которых наиболее остро проявляются эти требования. В качестве технологических объектов были взяты объекты металлургического производства и тяговые механизмы. Развитие этих объектов является наиболее актуальным для Уральского региона в силу исторических причин и с учетом приоритетных направлений развития Южно-Уральского региона.

Анализ этой таблицы показал, что при сохранившихся требованиях к диапазону регулирования скорости наиболее актуальными становятся показатели расширения диапазона регулирования момента (до 1:10 в тяговых механизмах), максимальной скорости (до 10:1) и предельных перегрузок по моменту (до $4M_H$).

Поэтому для дальнейшего анализа были отобраны две группы механизмов. Первая – те механизмы, в которых наиболее важными являются рассматриваемые показатели: электроприводы станов холодной прокатки труб, тяговые механизмы городского электротранспорта и промышленных тракторов, которые характеризуются экстремальными режимами работы по быстродействию и перегрузочной способности. Вторая группа – объекты технологического производства,

Таблица 1.1

**Обобщенные требования технологического процесса к объектам, в которых реализуются
пределельные режимы работы**

Критерий сравнения	Станы горячей прокатки		Тяговые электро- приводы	Станы холодной прокатки		Трубопрокатные станы	
	Реверсивные	Нереверсивные		Листовые	Сортовые	Пильгерстан	ХПТ
Диапазон регули- рования скорости в первой зоне	1 : 25	1 : 20	1:40	1 : 40	1 : 30	1 : 30	1 : 30
Диапазон регули- рования скорости во второй зоне	3 : 1	3 : 1	7:1	3 : 1	4 : 1	3 : 1	3 : 1
Диапазон регули- рования момента	1 : 2,25	1 : 2,25	1:10	1 : 4	1 : 5	1 : 3	1 : 3
Диапазон мощно- стей, кВт	800 : 10000	800 : 5000	30:100	2 : 12800	55 : 14000	250 : 15000	250 : 10000
Перегрузочная способность	2,5–3	2,5–3	3–4	2,5–3	2,5–3		4
Применяемые си- стемы электропри- водов	ДПТ, СД	ДПТ, СД	ДПТ, АД	ДПТ, СД	ДПТ, СД	ДПТ, СД	ДПТ, СД

к которым предъявляются умеренные требования по регулированию координат электропривода, но которые работают в агрессивных, а следовательно, тяжелых технологических условиях.

Электропривод подачи станов холодной прокатки труб

Станы холодной прокатки труб предназначены для получения бесшовных труб переменного или постоянного сечения, используемых в оборонной промышленности из труднопрокатываемых легированных сталей. В настоящее время в России эксплуатируется более 200 таких станов. В Челябинске установлено два стана ХПТ 450 в цехе №5 ОАО Челябинского трубопрокатного завода. Режимы работы станов детально рассмотрены в [87, 153]. На основании исследований показано, что в многосвязной системе стана наиболее “слабым” звеном является электропривод подачи стана, который на сегодняшний день определяет быстродействие системы в целом. Поэтому отдельно остановимся на анализе технологических требований к этому объекту.

На рис. 1.1 дана пространственная модель стана, которая была реализована в программе Solid Works. Электропривод подачи (на рис. 1.1 – механизм 4) работает в позиционном режиме. Анализ технологических требований (табл. 1.2) к механизму подачи показывает, что электропривод должен реализовывать предельные характеристики по быстродействию и точности: перемещение заготовки и механизма подачи общей массой более 15 т за время позиционирования около 100 мс; при срыве трубы с оправки электропривод должен кратковременно развивать момент, больший $(3-4)M_n$. Указанные требования можно считать предельными. Последнее требование реализуется увеличением габарита электрической машины, что ведет к ухудшению добротности электропривода (M/J), так как в традиционных асинхронных электроприводах и приводах постоянного тока предельное значение момента не превышает $(2-2,5) M_n$. Существующая система, предложенная в 80-х годах проф. Вейнгером А.М. [18], построена по схеме синхронного электропривода с частотно-токовым регулированием. Схема силовых цепей, выполненная на базе тиристорных преобразователей частоты (НПЧ) [45], ограничивает предельные возможности электропривода, так как система

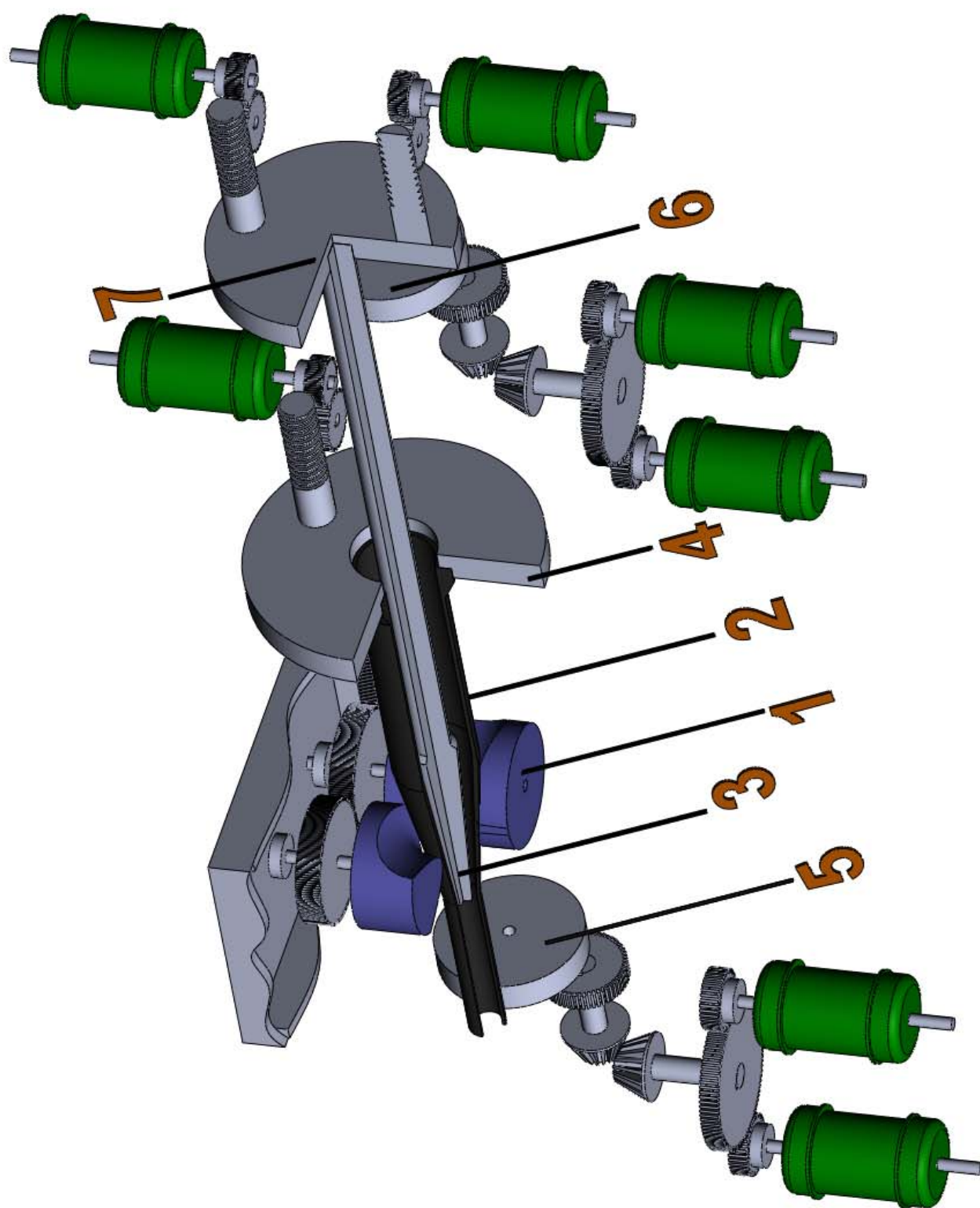


Рис. 1.1. Модель стана холодной прокатки труб ХПТ450,

где 1 – валки; 2 – труба; 3 – коническая оправка; 4 – механизм подачи трубы; 5 – механизм поворота трубы; 6 – механизм поворота оправки; 7 – стержень с оправкой

Обобщенные технические требования к электроприводу подачи стана ХПТ

Показатель	Значение	Единицы измерения
Номинальная мощность привода подачи	$P_n = (250-300)$	кВт
Масса перемещаемой заготовки	$m = (3-15)$	т
Перегрузочная способность электропривода	$(3-4) M_n$	о.е.
Время позиционирования рабочего органа	100	мс
Частота среза контура регулирования скорости	$\omega_1 = \frac{k_{PC} \cdot k_{PM} \cdot k_{ДС}}{J_{ДВ}} = 100,$ где $k_{PC} \cdot k_{PM} \cdot k_{ДС}$ коэффициенты усиления регулятора скорости, регулятора момента, датчика скорости	рад/с
Частота среза одностепенной механической системы	$\omega_2 = \frac{1}{T_C} = \frac{C_1}{J_{PO}} = 20,$ где J_{PO} – момент инерции рабочего органа	рад/с
Величина, обратная электромеханической постоянной	$\frac{1}{T_{PM}} = \frac{k_{PC} \cdot k_{PM} \cdot k_{ДС} \cdot j^2}{J_{PO}} = 35$	рад/с
Сила трения	$F_{сопр} = \frac{\mu M_{стат}}{i_{ВП}} = (4-6) \cdot 10^4,$ где $i_{ВП}$ - передаточное число винтовой передачи	Н
Усилие срыва трубы с оправки	$F_{срыва} = m_{П} \cdot i_{ВП} \frac{z_1}{z_3} \cdot \omega_{ДВ},$ где $m_{П}$ - приведенная масса электропривода	Н
Максимальная скорость	10–15	рад/с

импульсно-фазового управления имеет отдельное управление вентильными группами. В общем случае система может быть аппроксимирована как двухмассовая при следующих соотношениях обобщенных параметров $T_C > T_{PM} > T_{KPC}$.

Тяговый электропривод городского электротранспорта

Следующая группа механизмов: тяговые электроприводы тракторов, городского электротранспорта, – имеет специфические требования, которые определяются автономным расположением электрооборудования. В табл. 1.3 даны обобщенные требования к электроприводу трамвая. Среди этих требований следует выделить: расширенный диапазон регулирования по моменту; возможность реализации трамвая с низким уровнем пола [108, 140].

Таблица 1.3

Обобщенные технические требования к тяговым механизмам

Показатель	Значение	Единицы измерения
Номинальная мощность тягового привода	$P_{ном} = (160-240)$	кВт
Диапазон регулирования по моменту	1:10	
Число тяговых двигателей	2–4	шт.
Удельное энергопотребление на тягу	60	Вт·ч/тыс. км
Скорость движения	$v_{движ} = 40$	км/ч
Высота тележки трамвая	$h = 400$	мм
Высота сверхнизкого пола	$h = 140$	мм
Доля низкого пола в существующих трамваях	60	%

Первоочередная задача реализации 100% низкого пола (при высоте $h < 250$ мм) может быть решена только при комплексном подходе к проектированию механо- и электрооборудования. На рис. 1.2 в программе Solid Works была выполнена модель модернизированной тележки трамвая 71-619А [108]. На схеме показан один из вариантов компоновки тягового электропривода: в этом случае размещение элементов тележки не претерпевает значительных изменений, однако к тяговому электроприводу 1 (см. рис. 1.2) предъявляются требования снижения высоты оси вращения электрической машины. Существующая схема асинхронного частотнорегулируемого электропривода не позволяет решить

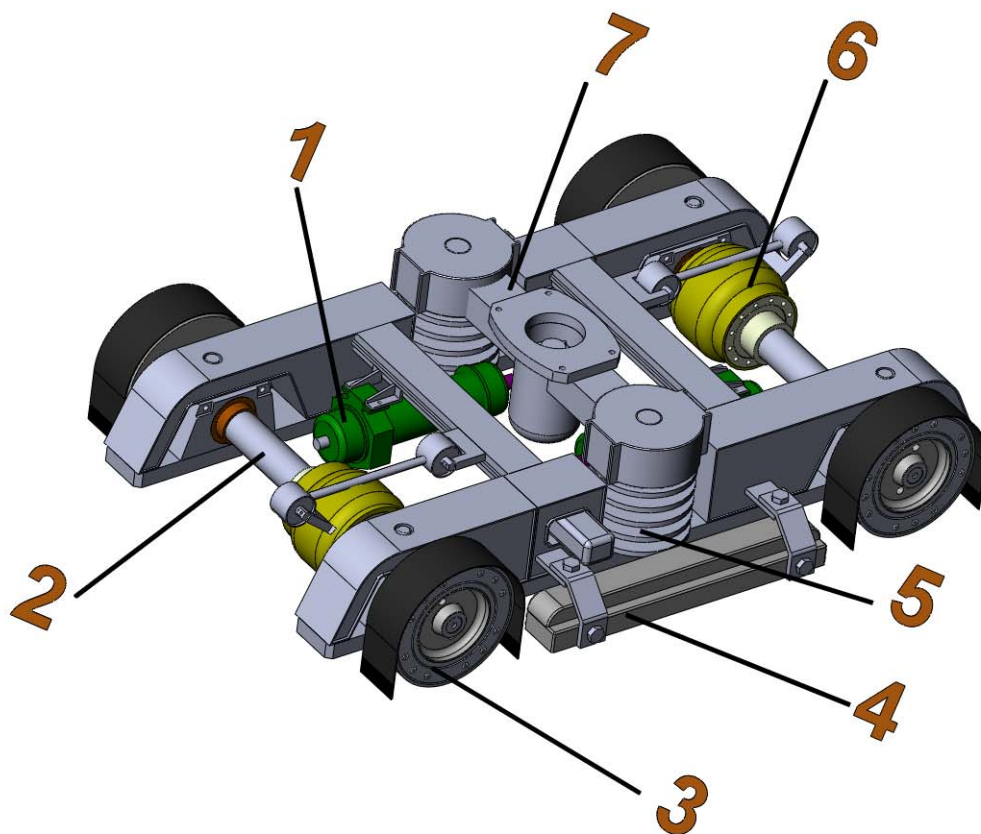


Рис 1.2. Модернизированная модель тележки 71-619А с установочными предельными габаритами для размещения электрооборудования:

- 1 – тяговый двигатель; 2 – ось колесной пары; 3 – колесо; 4 – рельсовый тормоз;
5 – листовой рессор; 6 – редуктор; 7 – шкворная балка

поставленную задачу, поэтому требуется переход к новым (нетрадиционным) электромеханическим преобразователям. Второй вариант модернизации тележки (на рис. не показан) предполагает отказ от механической передачи и размещения двигателя непосредственно на приводной оси. В этом случае требования низкой высоты оси вращения приводного двигателя сохраняются, но они дополняются

необходимостью установки специальных упругих муфт [144]. Из модели тележки видно (рис. 1.2), что проект реализации трамвая со “сверхнизким полом” (при высоте $h < 100$ мм) может быть осуществлен только при конструировании электрических машин со специальной формой геометрии статора. Одним из примеров рассмотрен в [96]. Научный коллектив совместно с автором, решая задачу снижения обрезки электротехнической стали при изготовлении магнитопровода электрической машины предложили вариант конструкции статора синхронной реактивной машины прямоугольного сечения.

1.2. Новые подходы к синтезу современных регулируемых электроприводов переменного тока

Совершенствование технологии производства предъявляет новые требования к современному регулируемому электроприводу, которые могут быть обеспечены только при системном подходе к синтезу электротехнического комплекса. Этот подход требует обязательного учета совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя. В современной технической литературе появился новый технический термин Converter Fed Machine [192] (электрические машины, запитываемые от электрического преобразователя). На сегодняшний день при проектировании сформировались два основных направления.

Первое направление [5, 6, 7, 68, 83] предполагает проектирование так называемых энергосберегающих двигателей, в которые закладывается больше активной меди и электротехнической стали. За счет этого достигаются повышенные технические показатели системы, такие как КПД и $\cos\phi$. Электрические машины могут проектироваться для работы как от питающей сети, так и от полупроводникового преобразователя. Существенный эффект и окупаемость капитальных затрат на электропривод достигается, если график нагрузки рабочего механизма носит ровный характер, а электропривод подобран по мощности наиболее правильно. Этот подход нашел применение при проектировании систем общепромышленных механизмов с вентиляторным характером нагрузки.

Второй подход [25, 77, 85, 204 – 208] предусматривает больший учет особенностей совместной работы преобразователя и двигателя и обусловлено это тем,

что в этом случае электропривод работает в тяжелых условиях эксплуатации с «рваным» характером нагрузки, либо (и) к электрооборудованию предъявляются жесткие требования по массогабаритным показателям. Добиться интенсивного использования активных материалов можно только при обязательном учете совместной работы всего комплекса. При этом такие привычные требования, как трехфазность, синусоидальность не являются обязательными. Наиболее полное использование активных материалов может быть реализовано только при учете возможностей всех компонентов электропривода и требований технологического процесса: от графика нагрузки и силовых элементов электропривода и заканчивая микропроцессорными устройствами управления.

Уровень развития современной элементной базы электропривода напрямую влияет на возможности системы и качества реализации движения рабочего органа. Принятие технических решений жестко связано не только с техническими возможностями современной элементной базы, но и предусматривает экономическое обоснование.

Технико-экономические показатели полупроводниковой техники

В начале 21 века проф. Ильинский Н.Ф. отметил, что бурный рост силовой полупроводниковой техники приведет к тому, что соотношение в цене между полупроводниковым преобразователем и двигателем изменится от 1:5 к соотношению 1:1 [53]. На рис. 1.3 показаны удельные цены на полупроводниковые преобразователи с разными типами конфигурации силовой цепи. Интересен тот факт, что в диапазоне малых мощностей (до 10 кВт) мостовой преобразователь постоянного тока (Mentor II) имеет наибольшую стоимость по сравнению с преобразователями частоты (для наглядности на рис. 1.3 проведена поперечная плоскость, пересекающая стоимость других типов преобразователей частоты). В области больших мощностей (при $P_n > 1$ МВт) лидерство по условиям наименьшей цены остается за тиристорными преобразователями. Средняя стоимость преобразователя частоты лежит в диапазоне (50–100) долларов за 1 А.

Рис. 1.4 позволяет дать экономическую оценку электромеханических преобразователей. Во всем диапазоне изменения номинального тока стоимость двигателя практически не изменяется и приближенно равна (15–25) долларам за 1 А.

Наибольшую стоимость имеют электрические машины с большим числом пар

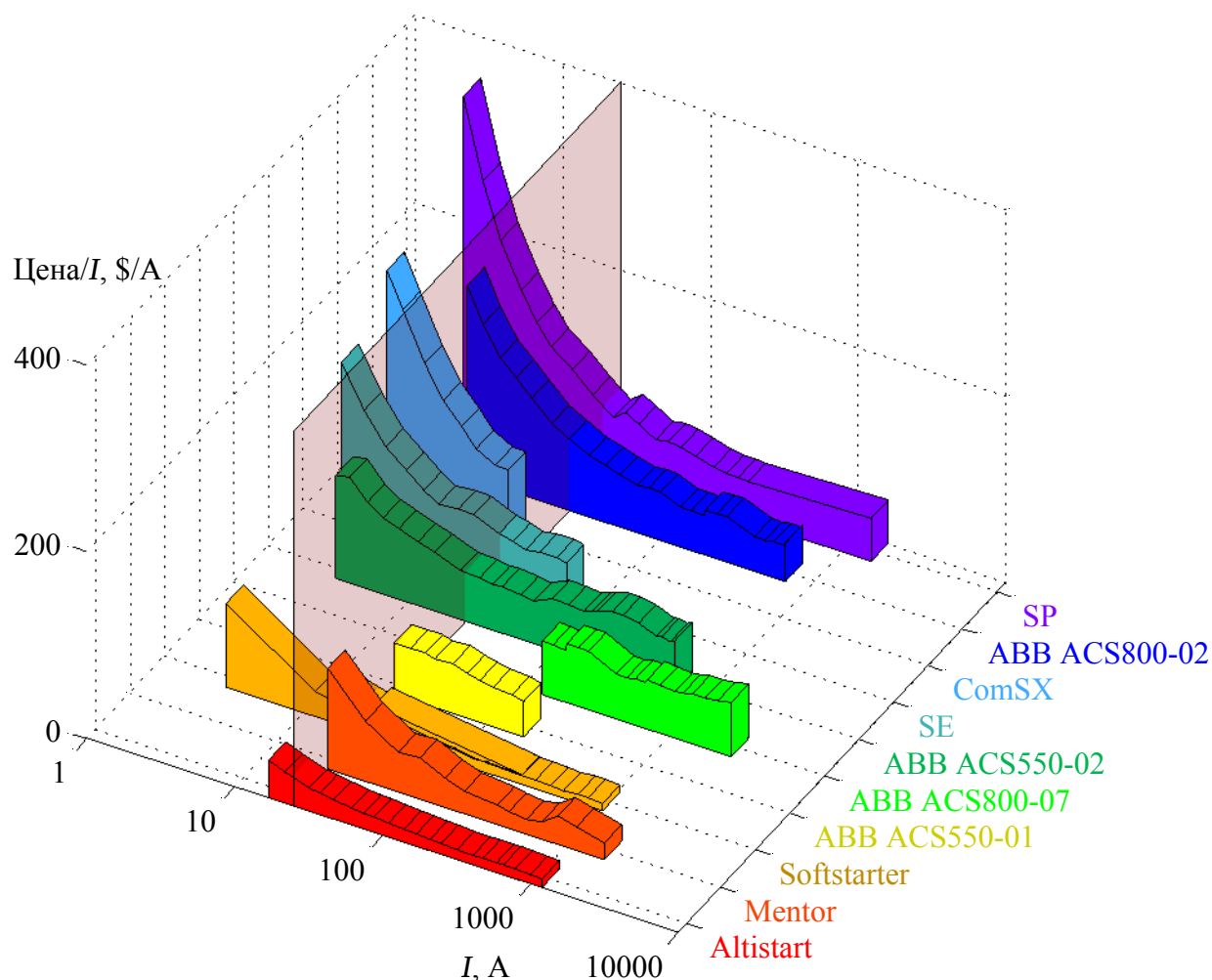


Рис. 1.3. Зависимость удельных цен на полупроводниковые преобразователи от тока и схем силовых цепей *Altistart*, *Mentor*, *Softstarter*, *ACS550-01*, *ACS800-07*, *ACS550-02*, *SE*, *ComSX*, *ACS800-02*, *UnidriveSP*

полюсов, так как она зависит от массы активных материалов. В свою очередь, объем активных материалов, затрачиваемый на изготовление двигателя, зависит не от мощности, а от номинального момента, поэтому в двигателях на большее число пар полюсов при той же величине токовой нагрузки приходится закладывать большее количество обмоточной меди и электротехнической стали.

Технико-экономические показатели электромеханических преобразователей

Удельные массогабаритные показатели современных электромеханических преобразователей, используемых в регулируемом электроприводе, можно оценить по рис. 1.5. Здесь по вертикальной оси отложены удельные показатели по моменту (M/m), которые вычислялись в функции номинального момента M_H и

типа электромеханического преобразователя (асинхронный, синхронный с электромагнитным возбуждением, синхронный с постоянными магнитами

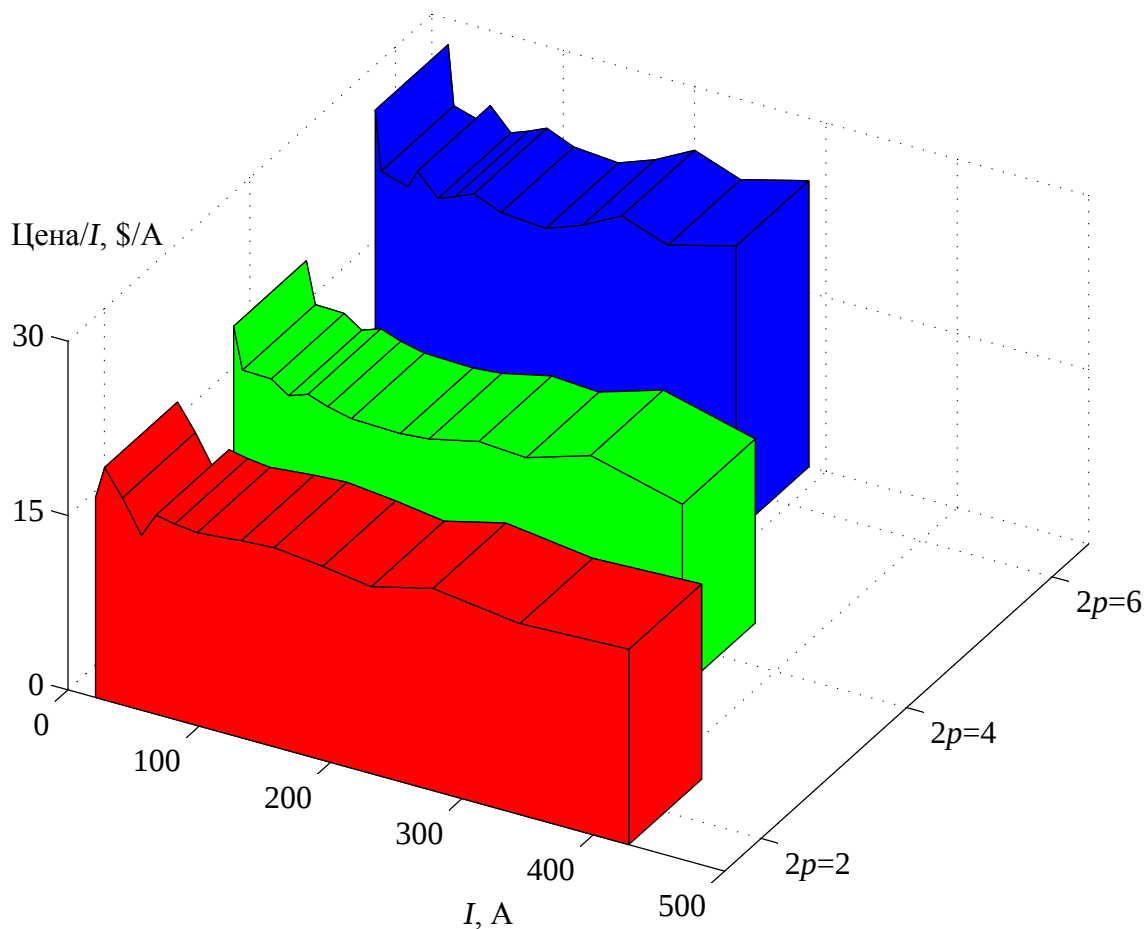


Рис. 1.4. Зависимость удельных цен на электромеханические преобразователи от тока I и количества полюсов машин

(на рис. 1.5 отмечен, как серво). Как и ожидалось, наилучшие удельные показатели среди асинхронных машин имеют двигатели с числом полюсов $2p=6$, наихудшие – двухполюсные машины, имеющие увеличенное сечение “спинки” магнитопровода статора. В диапазоне малых мощностей наилучшие удельные показатели имеют двигатели с постоянными магнитами, так как высокоэнергетические магниты обеспечивают относительно большие значения индукции в зазоре, даже в малых машинах, в которых доля зазора оказывается существенной [48]. Наилучшие показатели имеют прокатные синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением (до 8–10 Нм/кг). Эти двигатели работают в замкнутой системе с частотно-токовым управлением на знаковых технологических объектах Челябинской области: универсальном рельсобалочном стане (ОАО ЧМК); стане

5000 (ОАО ММК). Улучшенные удельные показатели в этих электроприводах достигнуты за счет следующих факторов: работы электрической машины в замкнутой системе, когда нет необходимости иметь относительно большой зазор с целью обеспечения устойчивой работы синхронного двигателя; применения жидкостного охлаждения, что позволило поднять электромагнитные нагрузки примерно на (20–30) %; построения структуры управления по схеме с последовательным возбуждением для улучшения перегрузочной способности системы.

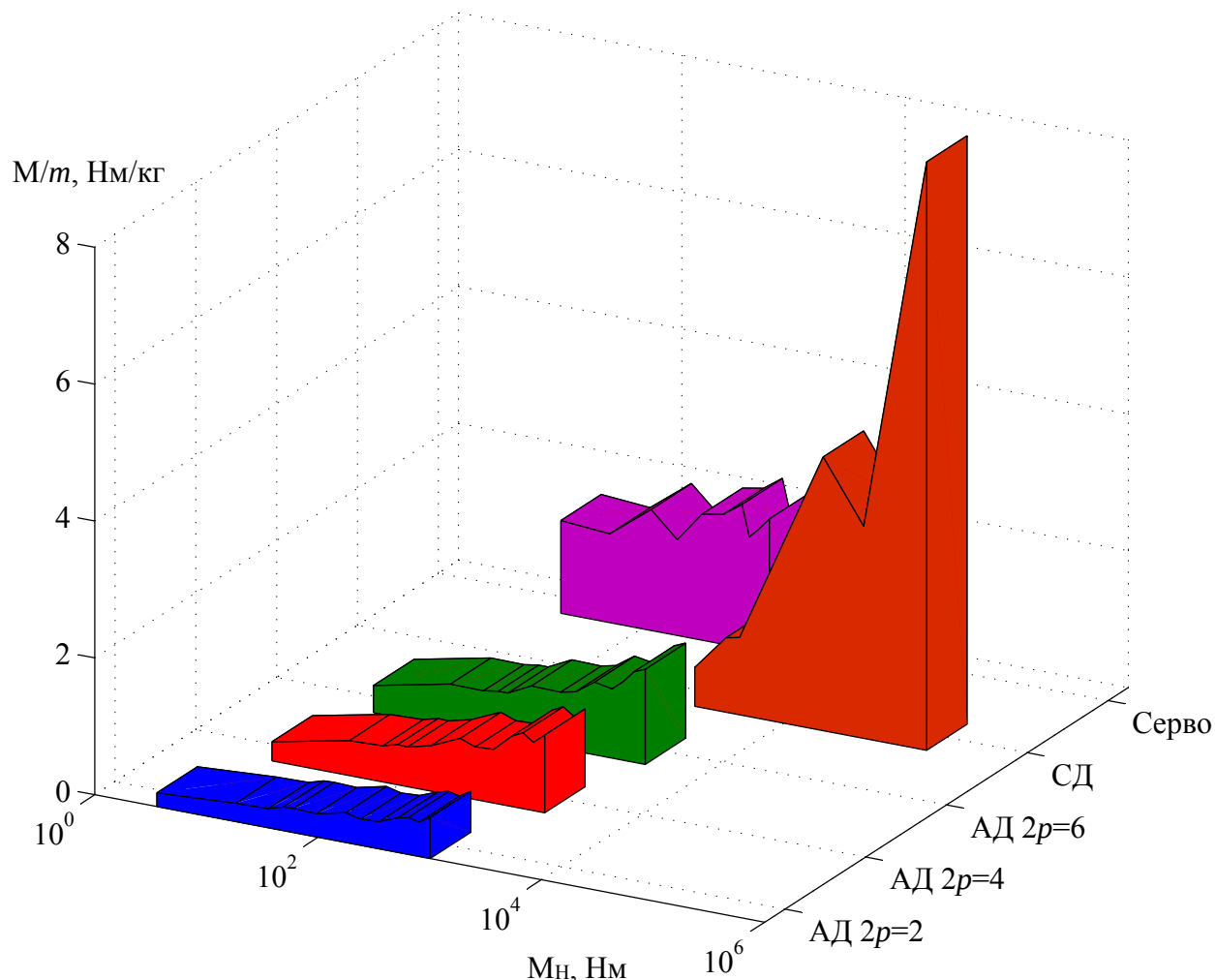


Рис. 1.5. Зависимости удельного значения момента двигателя от номинального значения момента для АД $2p=2$, $2p=4$, $2p=6$, СД и сервопривода

Технико-экономические показатели микропроцессорной техники

Возможности полупроводниковой техники и современного электропривода значительно недоиспользовались, если бы гибкие устройства управления на базе микропроцессорных устройств управления отсутствовали или находились бы на начальной ступени развития. В современных системах электропривода применяются цифровые сигнальные процессоры, выполненные по Гарвардской архитектуре [58]. Несмотря на то, что различия между архитектурами Фон Неймана и

Гарвардской постепенно исчезают, но за последней сохраняется ряд обязательных функций: аппаратная организация работы узлов ШИМ и цифровых фильтров. За счет увеличения быстродействия тактовой частоты процессора, увеличения объема памяти программ и данных, увеличения скорости доступа к системной шине данных удалось существенно снизить время расчета одного скана программы. При этом на несущих частотах до 1 кГц время задержки в контуре регулирования оценивается величиной 0,1 мс. На микроконтроллеры накладываются не только функции управления, но и задачи диагностики элементов системы управления электроприводом.

Решение задач управления технологическими координатами (регулирование натяжения на станах холодной прокатки, синхронизация движения транспортных средств) может реализовываться на специальных технологических контроллерах, которые синхронизируются по быстродействующим последовательным шинам данных [197, 209]. Эти контроллеры имеют достаточный набор программных инструментов, позволяющих реализовывать соответствующие функции автоматического регулирования и управления.

В тех случаях, когда необходимо решать задачи регулирования координат электропривода по напряжению, току, электромагнитному моменту рекомендуется некоторые блоки и узлы программировать на “низком” уровне. Наиболее эффективно данная задача может быть решена на базе менее мощных, но более простых в программировании микропроцессорных систем, например, “Atmega” [14], и именно этим устройствам нужно в первую очередь отдавать предпочтение. При этом снизить время расчета скана одной программы можно за счет параллельного включения нескольких процессоров. В электроприводах, работающих в функции положения ротора, синхронизация процессоров, включенных параллельно, решается очень просто по сигналам с выхода датчика положения ротора. Реализация же сложных алгоритмов управления электроприводом (пространственной векторной ШИМ-модуляции, быстродействующих векторных систем управления электроприводами) возможна только на базе мощных сигнальных цифровых процессоров (DSP) [206]. Примеры реализации таких сложных алгоритмов представлены и в отечественной школе электропривода [50, 58, 60].

Энергоэффективные электромеханические преобразователи

При ровном графике нагрузки рабочего механизма рационально применять технические решения на базе энергосберегающих двигателей. Идея проектирования электроприводов в этом случае проста – в асинхронный двигатель закладывают в ротор медь, жестче выдерживают допуски, формулируют новые критерии качества с учетом особенностей работы от полупроводникового преобразователя [5, 6, 7, 137].

На рис. 1.6 представлены энергетические показатели асинхронных энергоэффективных двигателей разных стандартов. Из рис. 1.6 следует, что в двигателях класса IE4 электрические потери снижены примерно на 30 %. Как обращают внимание авторы [5, 174], даром такое улучшение энергетических показателей не дается. На рис. 1.6 (кривые 2, 3, 4) видно, что энергоэффективные двигатели имеют не самые лучшие массогабаритные показатели. Ротор таких электрических машин оказывается тяжелее, что ограничивает использование этих типов двигателей для механизмов, работающих с резкопеременным графиком нагрузки.

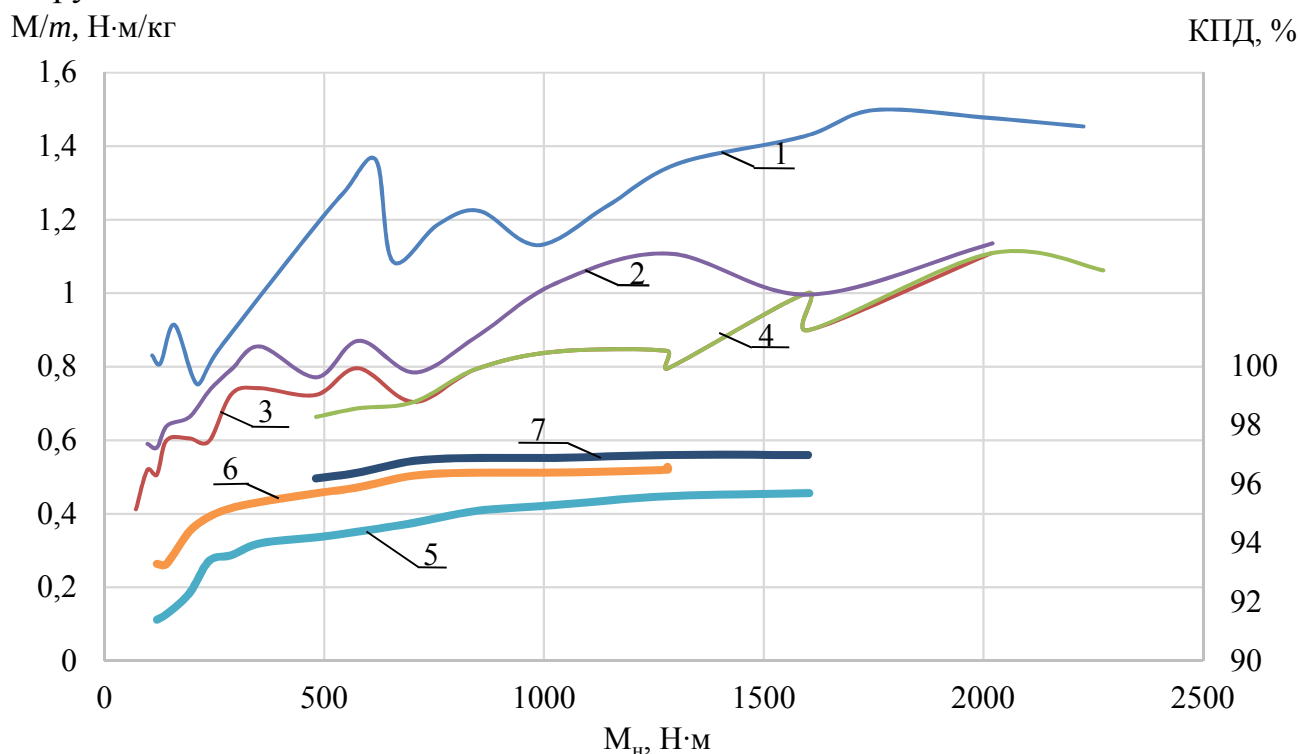


Рис. 1.6. Удельные массогабаритные показатели синхронных реактивных (СРД ABB) (1), новых энергоэффективных асинхронных электроприводов серии IE2 (2), IE3 (3), IE4 (4), КПД асинхронных электроприводов серии IE2 (5), IE3(6), IE4(7)

1.3. Новые типы электроприводов

Новые подходы к синтезу электроприводов коснулись и “новых” типов электромеханических преобразователей. Идея и принципы работы этих типов электродвигателей были известны давно, однако реальное развитие они получили относительно недавно, только благодаря уровню развития полупроводниковой и микропроцессорной техники. Примерами таких типов электроприводов являются: усовершенствованные синхронные реактивные двигатели (СРД), вентильно-индукторные электроприводы (ВИП), синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения (СРМНВ).

В классических реактивных машинах удельные показатели улучшали за счет усложнения конструкции электрической машины, добиваясь максимального значения L_d/L_q [64].

В частности, совсем недавно компания АВВ заявила о выходе в свет новых энергоэффективных электроприводов на базе синхронных реактивных машин, имеющих повышенный КПД при относительно улучшенных массогабаритных показателях. На рис. 1.6 (кривая 1) даны удельные показатели, которые рассчитаны по данным фирмы-производителя [199]. Предложенные технические решения позволили улучшить массогабаритные характеристики синхронного реактивного электропривода примерно на (10–20) % при тех же энергетических показателях.

1.3.1. Вентильно-индукторные электроприводы

Особое место в классе реактивных электроприводов занимают **вентильно-индукторные электроприводы** ВИП (*SRD – Switched Reluctance Drive*). Идея работы электропривода была озвучена еще в 70-е годы 20 века, но силовая версия электропривода была впервые реализована в 90-е годы прошлого столетия.

Большое количество публикаций, касающихся разработки и внедрения этих электроприводов [15, 16, 36, 66, 147, 117], говорит о перспективах его использования в промышленности.

Основные преимущества и недостатки электропривода определяются принципом работы системы.

На рис. 1.7 даны сечения электрической машины и осциллограммы токов обмоток, поясняющие идею работы электропривода на примере трехфазной машины.

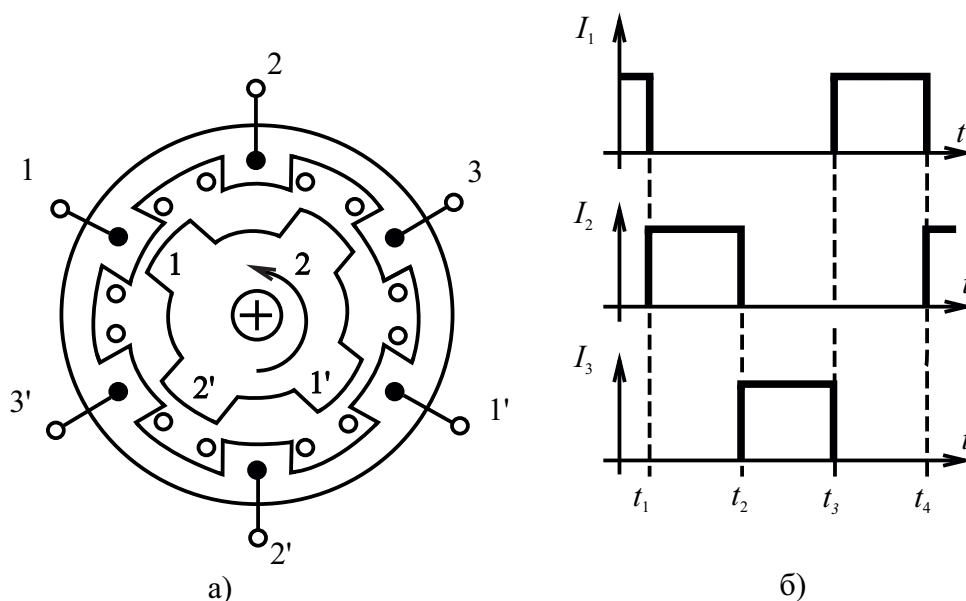


Рис. 1.7. Индукторный двигатель с числом полюсов 6/4 (а) и диаграмма токов фаз статора (б)

Электрический цикл управления электроприводом, который включает в себя поочередное подключение к источнику питания всех трех обмоток статора приводит к вращению вала двигателя. Причем направление вращения будет зависеть не только от порядка чередования питающих фаз, но и от соотношения количества полюсов ротора и статора [16].

Главные преимущества этих электроприводов: простота конструкции электрической машины (по технологии изготовления проще асинхронного двигателя); меньшее количество вентиля силового полупроводникового преобразователя частоты; улучшенные удельные массогабаритные показатели, которые получаются при больших отношениях L_d/L_q ; бесконтактность; пониженный расход меди [16].

Недостатки электрического привода на базе вентильно-индукторной машины связаны с конструктивными особенностями машины и принципом работы электропривода, а именно, большими пульсациями электромагнитного момента и повышенным шумом, которые обусловлены “двойной зубчатостью” машины.

1.3.2. Синхронные реактивные электроприводы с независимым управлением по каналу возбуждения

Другим примером нетрадиционного перспективного электропривода является синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения [85, 180, 182] (*FRRM – Field Regulated Reluctance Machine*) [204, 205, 207, 208]. В этой бесконтактной машине роль обмотки возбуждения может выполнять и обмотка, размещенная на статоре, если, во-первых, ее витки располагаются в межполюсном промежутке и, во-вторых, эта обмотка имеет полный шаг. Такой двигатель работает как обращенная машина постоянного тока (рис. 1.8), ее фазные обмотки статора могут питаться как от независимых индивидуальных источников, так и от традиционных многофазных управляемых преобразователей, выполненных, например, по мостовой схеме. Так как ротор может

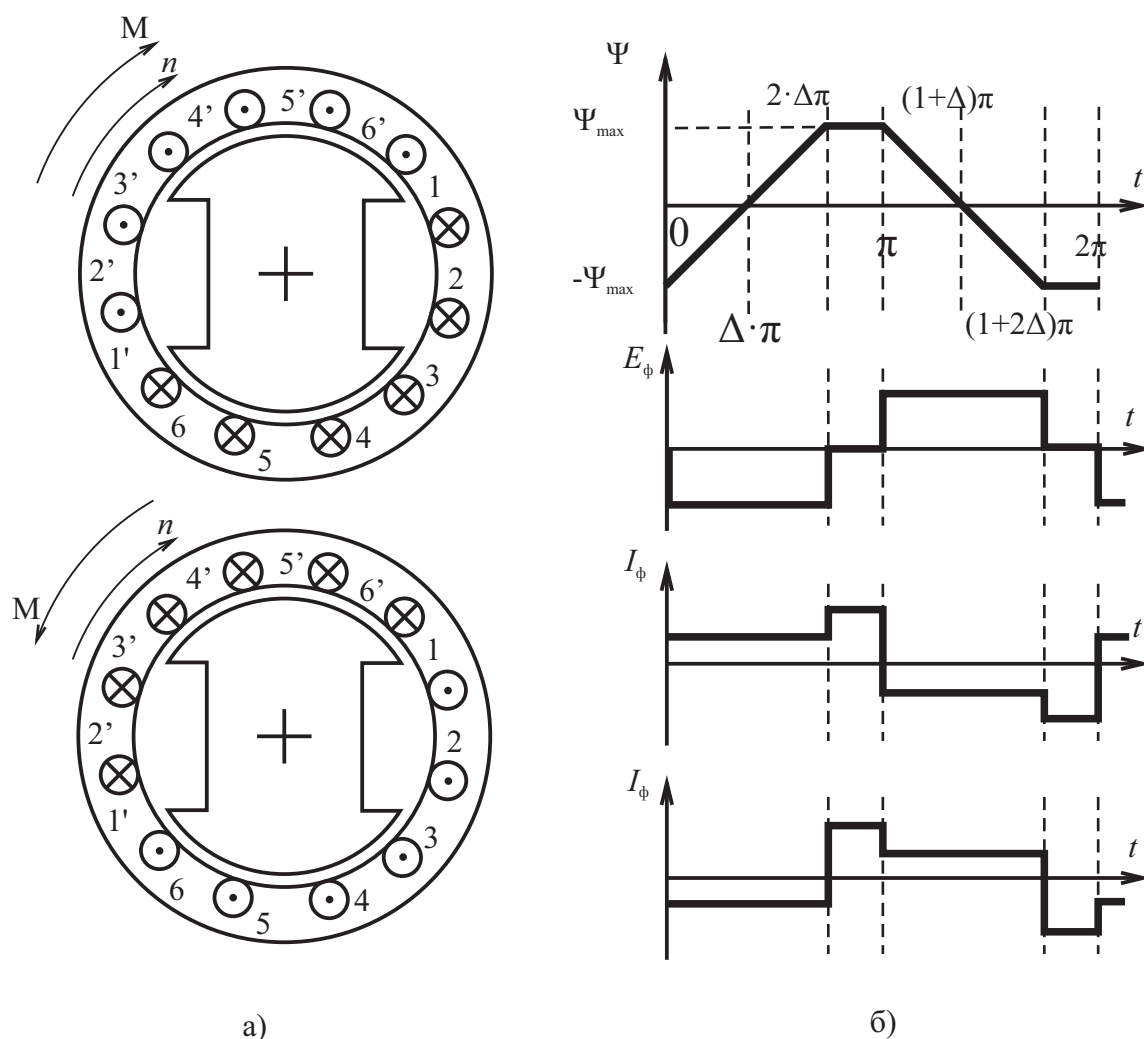


Рис. 1.8. Сечение СРМНВ (а) и идеальные диаграммы (б), поясняющие принцип работы электропривода с СРМНВ

выполняться массивным, то достигается высокая механическая жесткость вала. Двигатель может быть выполнен в том же корпусе и с тем же пакетом железа статора, что и у асинхронных двигателей, а при той же токовой линейной нагрузке статора развивает момент на 20...35 % больше. Благодаря умышленному смещению физической нейтрали на край полюса двигатель может развивать большие (до 4...10 номиналов) перегрузочные моменты.

В описываемом реактивном (с явно выраженными полюсами) двигателе при вращении ротора каждая обмотка (пара диаметрально расположенных проводников) работает попеременно или как обмотка возбуждения, или как обмотка якоря (создает вращающий момент). Токи в обмотках возбуждения, расположенных над межполюсными промежутками ротора, и токи в якорных обмотках, расположенных над полюсами ротора, могут регулироваться независимо и переключаться в функции положения ротора. По этим обмоткам нет необходимости пропускать синусоидальный ток. Более эффективной оказывается прямоугольная форма тока, как в секциях обмотки двигателя постоянного тока. Двигатель работает как многофазный, ток и ЭДС каждой последующей фазы сдвинуты на π/m электрических градусов, где m – число фаз двигателя. Так, на рис. 1.8 $m = 6$.

При вращении вала реально работающего шестифазного двигателя через каждые 30° , соответствующие ширине его фазной зоны, происходит переключение знака тока в одной из фазных обмоток, переходящей из зоны возбуждения в зону якоря (рис. 1.8, б).

1.4. Этапы синтеза регулируемых электроприводов, реализующих предельные режимы работы

Рассмотренные частные случаи электроприводов (п.1.3.1, п. 1.3.2), реализованные с использованием новых подходов, показали, что за счет перераспределения активных материалов удастся достигнуть улучшенных показателей при простоте конструкции электромеханического преобразователя. В связи с этим актуальной является задача систематизации этапов проектирования электроприводов, в которых реализуются предельные режимы работы для технологических механизмов, отличающихся тяжелыми и сверхтяжелыми условиями эксплуатации.

Была сформулирована концепция синтеза (проектирования) электротехнических комплексов, в которых обеспечиваются предельные по возможностям характеристики (см. рис. 1.9).



Рис. 1.9. Концепция синтеза электротехнических комплексов, реализующих предельные режимы работы

Первый этап синтеза является обязательным, так как существующие математические модели, как правило, описывают системы с сосредоточенными параметрами и не учитывают особенности конфигурации электромеханических преобразователей. Более того, ценность этого этапа в том, что с использованием обобщенной математической модели удастся обосновать упрощенные расчетные схемы.

На втором этапе выполняется оценка предельных показателей, системы. На этом этапе осуществляется выбор системы электропривода, которая способна решать конкретные технологические задачи в части обеспечения электроприводом конкретной траектории движения.

Рациональный выбор соотношения активных материалов в электроприводе может быть решен на этапе параметрической оптимизации электропривода. На этом этапе получают ответ, могут ли применяться традиционные подходы к выбору габаритных размеров электромеханических преобразователей или требуются уточнения, если в качестве критерия эффективности выступает показатель минимума массы системы (или максимума перегрузочного момента).

Выбор структур и параметров корректирующих связей требует предварительной оценки принятой упрощенной модели электропривода (этапы 4 и 5).

Оптимальные траектории движения рабочего органа могут быть сформулированы после детального изучения технологического процесса. Результат, полученный на 6 этапе дает ответ, насколько успешным является решение. При необходимости выполняется возврат к предыдущему этапу. Как правило, приходится уточнять показатели эффективности и снова решать задачу параметрической оптимизации (3 этап).

1.5. Оценка возможностей каждого из этапов разработки

Дадим предварительную оценку возможностей 3 и 6 этапов, которые являются наиболее трудозатратными. Расчет выполним на примере электропривода с СРМНВ.

На уровне принципа действия эффективность конструкции ротора и формы фазного тока можно пояснить следующим образом [19]. Пусть в исходном варианте (рис. 1.10, а) ротор имеет идеальную неявнополюсную конструкцию и не содержит обмоток. На статоре равномерно по всей окружности размещено бесконечно большое число проводников, которые создают равномерную линейную нагрузку идеальной двухполюсной обмотки с полным шагом. Пусть токи в проводниках, расположенных вдоль дуги полуокружности abc , текут “от нас”, а в проводниках, расположенных вдоль дуги полуокружности cda – “к нам”. Разобьем окружность всей расточки статора на четыре равные дуги: ab , bc , cd , и da . Тогда проводники, принадлежащие дугам ad и bc , создадут МДС возбуждения,

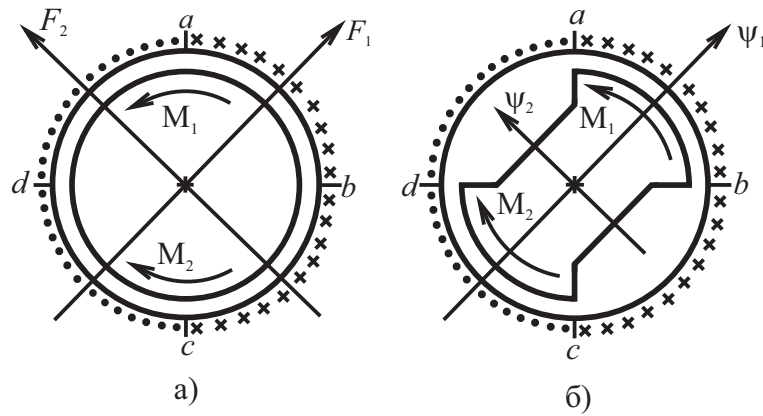


Рис 1.10. Варианты поперечного разреза электрической машины с неявнополюсным (а) и явнополюсным (б) ротором

направление которой удобно показать вектором F_1 , а проводники, расположенные вдоль ab и cd , – вектором F_2 . Проводники, лежащие вдоль дуг ab и cd , взаимодействуя с потоком, создаваемым МДС F_1 , создают в роторе момент M_1 , направленный против часовой стрелки. Аналогично, проводники, расположенные вдоль дуг ad и bc , взаимодействуя с потоком возбуждения, создаваемым МДС F_2 , заставляют ротор создавать момент M_2 , действующий по часовой стрелке. В силу симметрии машины обе составляющие M_1 и M_2 равны по величине и противоположны по знаку, поэтому двигатель момента не развивает.

Теперь вырежем на роторе пазы шириной, соответствующей дугам ad и bc (рис. 1.10, б). Тем самым двигатель приобретает явнополюсную конструкцию без обмоток на роторе. В этом случае составляющую потока, создаваемую МДС F_1 , можно принять неизменной, но составляющая потока, создаваемая F_2 , уменьшится. По этой причине момент M_1 можно принять прежним, но M_2 из-за снижения его потока возбуждения понизится. В итоге результирующий момент двигателя будет отличен от нуля.

В функции перемещения $x = \alpha R$ вдоль расточки статора построим диаграммы распределения линейной нагрузки A , МДС F , индукции B , удельного касательного усилия $\sigma = BA$ (см. левую часть рис. 1.11 и 1.12) и дадим аналитические выражения этих зависимостей (см. правую часть рис. 1.11 и 1.12). Радиус

расточки статора примем равным $R=1$, тогда линейное смещение x и угловое α вдоль расточки статора численно совпадают: $x = \alpha$.

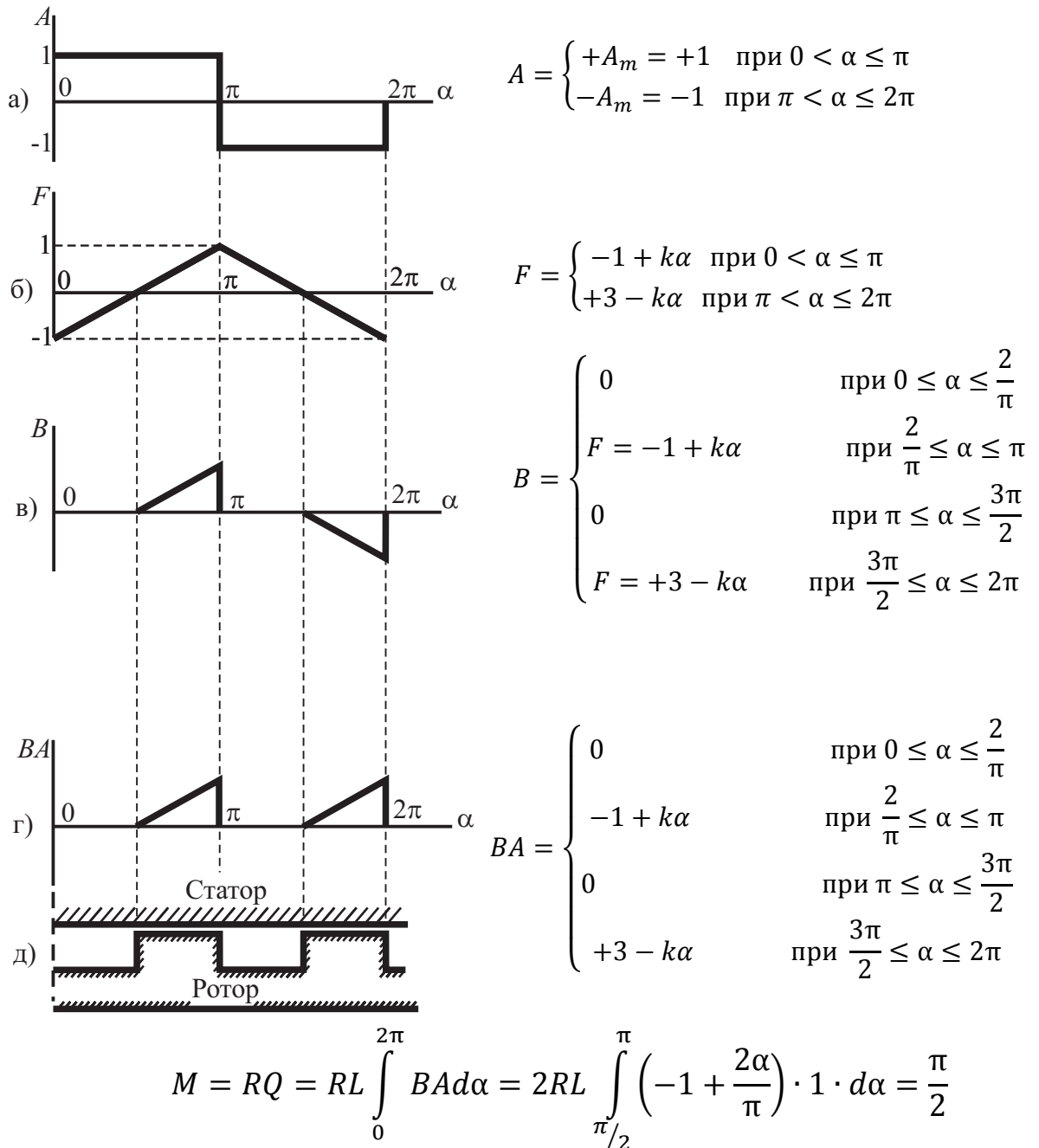
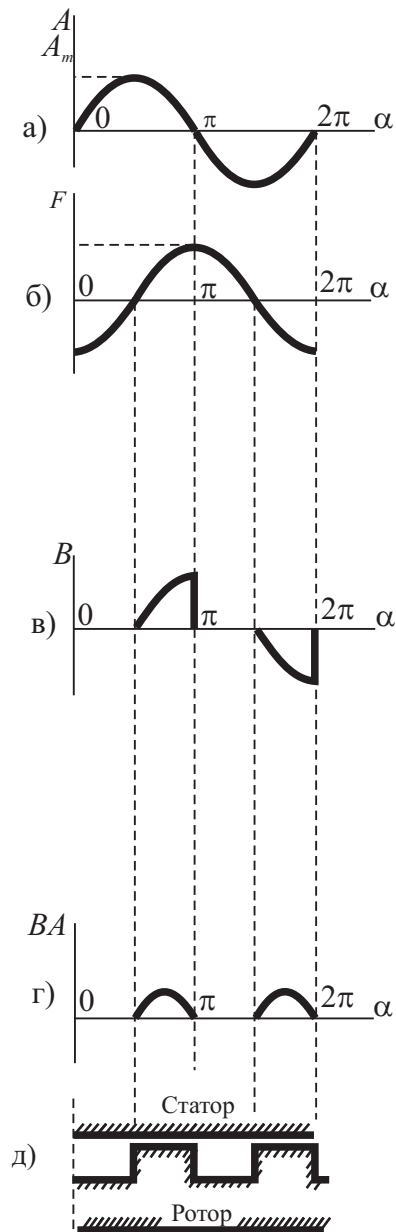


Рис. 1.11. Диаграммы распределения вдоль окружности расточки статора линейной нагрузки (а), МДС (б), магнитной индукции в зазоре (в) и удельного касательного усилия (г) при заданном положении ротора (д) и прямоугольном графике линейной нагрузки

Приведенные зависимости получены при следующей идеализации электрической машины: магнитная цепь линейна, отсутствуют поля рассеяния, магнитное сопротивление межполюсного промежутка бесконечно большое.

Если пространственную волну линейной нагрузки A принять идеальной прямоугольной формы (рис. 1.11, а), то зависимость МДС опишется ломаной (рис. 1.11, б), индукция в воздушном зазоре – дискретной кривой (рис. 1.11, в), а

удельная касательная сила – кривой (рис. 1.11, г). Эти зависимости изображены, когда ротор двигателя занимает положение, соответствующее максимальному электромагнитному моменту (рис. 1.11, д).



$$A = A_m \cdot \sin \alpha = \sqrt{2}$$

$$F = F_0 + k \int A d\alpha = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_p$$

где $F_0 = 0$; $k = \frac{2}{\pi}$

$$B = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \alpha \leq \frac{2}{\pi} \\ F = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_p & \text{при } \frac{2}{\pi} \leq \alpha_p \leq \pi \\ 0 & \text{при } \pi \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2} \\ F = -\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha_p & \text{при } \frac{3\pi}{2} \leq \alpha_p \leq 2\pi \end{cases}$$

$$BA = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \alpha \leq \frac{2}{\pi} \\ -\frac{2}{\pi} \cdot \sin 2\alpha & \text{при } \frac{2}{\pi} \leq \alpha \leq \pi \\ 0 & \text{при } \pi \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2} \\ -\frac{2}{\pi} \cdot \sin 2\alpha & \text{при } \frac{3\pi}{2} \leq \alpha \leq 2\pi \end{cases}$$

$$M = RQ = 2RL \int_{\pi/2}^{\pi} \left(-\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \right) \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \alpha d\alpha = \frac{4}{\pi}$$

Рис. 1.12. Диаграммы распределения вдоль окружности расточки статора линейной нагрузки (а), МДС (б), магнитной индукции в зазоре (в) и удельного касательного усилия (г) при заданном положении ротора (д) и синусоидальном графике линейной нагрузки

Примем величину линейной нагрузки $A = A_m = 1$, тогда среднее и среднеквадратичное значения тока, потребляемого электродвигателем от источника питания, $I_{\text{ср}} = I_{\text{ср.кв}} = \alpha\pi = \pi$. Примем максимальное значение МДС, наблюдаемое при $\alpha = \pi$, $F_m = 1$ (рис. 1.11, б). Тогда в аналитических выражениях для МДС F и индукции B конструктивный коэффициент для двигателя $k = 2/\pi$. В относительных единицах кривая индукции B (рис. 1.11, в) повторяет кривую F на участках, расположенных напротив полюса, и $B = 0$ на участках, принадлежащих межполюсному промежутку.

Электромагнитный момент

$$M = RQ = RL \int_0^{2\pi} B A d\alpha = 2RL \int_{\pi/2}^{\pi} \left(-1 + \frac{2\alpha}{\pi}\right) \cdot 1 \cdot d\alpha = \frac{\pi}{2}.$$

Здесь Q – окружное электромагнитное усилие; $L = 1$ – продольная длина ротора.

Когда пространственная волна линейной нагрузки A имеет синусоидальную форму (рис. 1.12, а), то зависимость МДС описывается косинусоидой (рис. 1.12, б), индукция в воздушном зазоре – дискретной кривой (рис. 1.12, в) и удельная касательная сила – кривой (рис. 1.12, г).

Если в этом случае величину среднеквадратичного тока принять такой же, как в первом случае, т.е. $I_{\text{ср.кв}} = \pi$, то амплитуда линейной нагрузки $A_m = \sqrt{2}$ (рис.

1.12, а), амплитуда МДС $F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$ (рис. 1.12, б), амплитуда индукции $B_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$

(рис. 1.12, в). Удельные касательные электромагнитные усилия, которые развивает двигатель по краям полюсов, оказываются чрезмерно малыми, т.к. у одного края мала индукция в зазоре, а у другого – линейная нагрузка (рис. 1.12, г). Кроме того, среднеквадратичное значение линейной нагрузки больше его среднего значения в $\frac{\pi}{\sqrt{2}}$. В результате при равных среднеквадратичных токах электродвигатель с синусоидальной формой линейной нагрузки развивает меньший электромагнитный момент:

$$M = RQ = 2RL \int_{\pi/2}^{\pi} \left(-\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \right) \cdot \sqrt{2} \sin \alpha d\alpha = \frac{4}{\pi}.$$

Сопоставляя величины электромагнитного момента при прямоугольной пространственной волне линейной нагрузки и синусоидальной, видим, что в первом случае электродвигатель развивает удельный электромагнитный момент больше в $\frac{\pi^2}{8} \approx 1,23$ раза.

На последнем этапе (рис. 1.9, 6 этап) оценка возможностей оптимизации траектории движения электропривода выполнялась на примере позиционного электропривода подачи стана холодной прокатки труб. В этом случае электропривод был представлен на рис. 1.13 в виде двухмассовой системы, на котором первый контур – контур регулирования скорости; второй контур – контур, учитывающий наличие упругого звена с крутильной жесткостью C_1 . Контур 3, учитывает наличие электромеханического влияния упругих колебаний на работу контура

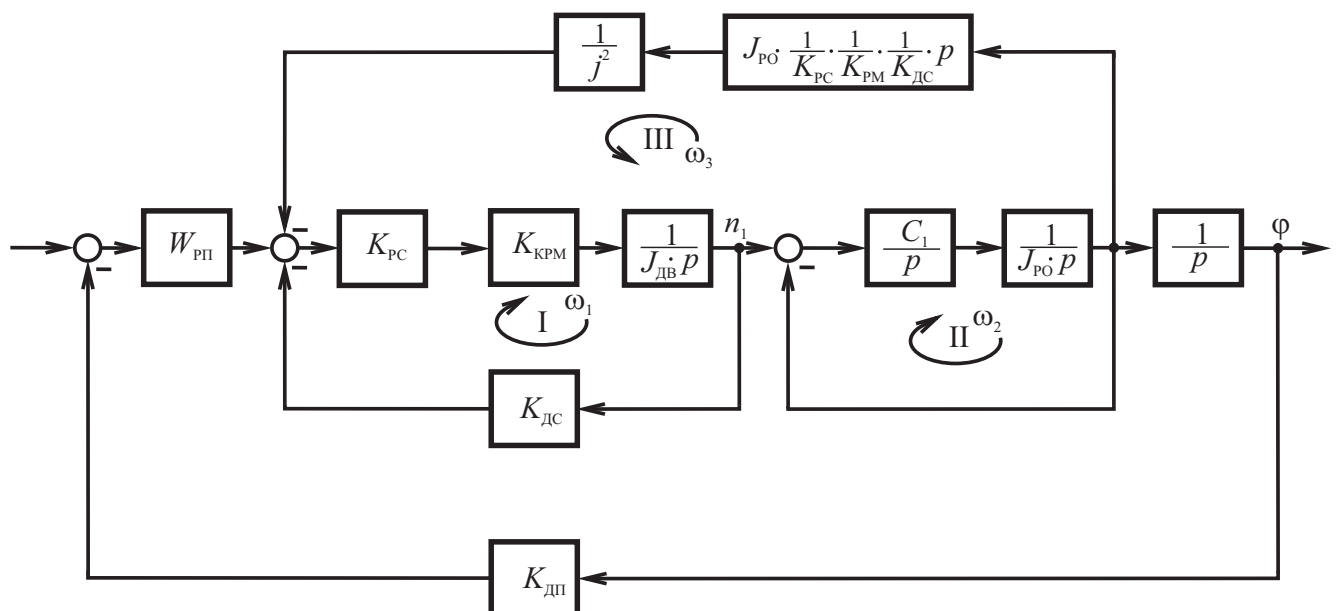


Рис. 1.13. Обобщенная структурная схема станков ХПТ

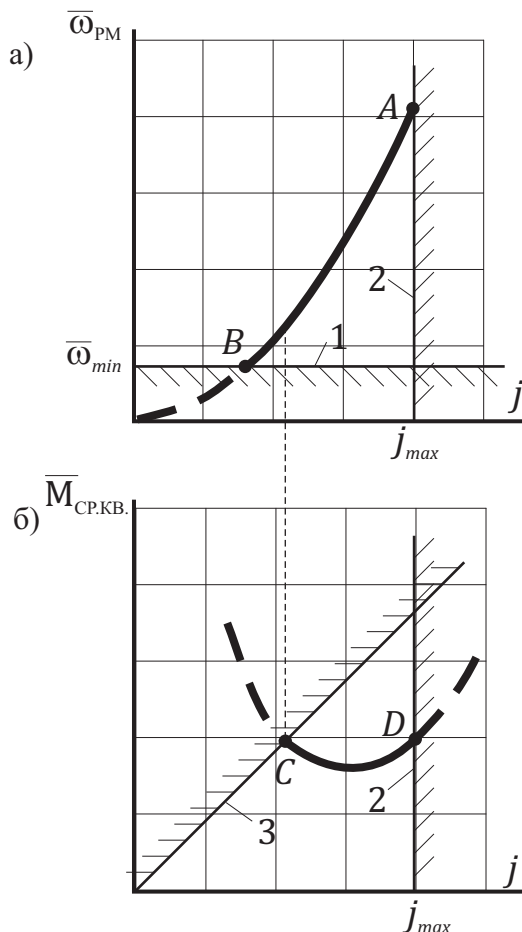


Рис. 1.14 Кривые, поясняющие выбор оптимального передаточного числа редуктора

регулирования скорости. Идея выбора передаточного числа редуктора сводится к точностному критерию, который в свое время был предложен проф. Усыниным Ю.С. [144].

На рис. 1.14 представлены зависимости, заимствованные из [144]. Рис. 1.14, а, показывает, как зависит амплитудный резонансный максимум от передаточного числа редуктора, а на рис. 1.14, б учитывается, как увеличиваются нагрузки электропривода при изменении параметров механического преобразователя. Если в качестве критерия выбирать передаточное число j по критерию обеспечения минимума амплитудного максимума частотной характеристики, то можно увеличить быстродействие электропривода примерно в два раза.

Выводы по главе 1

1. Бурный рост силовой электроники и вычислительной техники в последние десятилетия привел к пересмотру традиционных решений в регулируемых электроприводах, например, стали необязательными такие традиционные решения, как трёхфазность, синусоидальность токов в многофазных электроприводах, а это, с одной стороны, открыло новые возможности, а с другой стороны, потребовало пересмотра многих привычных взглядов на проектирование регулируемого электропривода. Примером такого решения является электропривод с СРМНВ, который следует рассматривать как отдельный класс электроприводов, предназначенный, в первую очередь, для производственных механизмов с тяжелыми и особо тяжелыми условиями эксплуатации, имеющих повышенные диапазоны из-

менения моментов нагрузки и скоростей. При этом расширение указанных возможностей достигается без увеличения номинальной мощности электропривода и дает существенное улучшение качества технологических режимов.

2. Предложена концепция синтеза регулируемых электроприводов, реализующих предельные режимы работы по быстродействию и перегрузочной способности, которая с позиции системного подхода содержит ряд этапов:

- синтез обобщенных математических моделей объекта, учитывающих детальное описание системы, реализующей предельные режимы работы;
- оценку предельных возможностей объекта управления;
- параметрическую оптимизацию электротехнического комплекса с позиции обеспечения предельных характеристик;
- выбор упрощенных математических моделей электропривода;
- синтез структур и системы управления, реализующих предельные режимы работы;
- поиск фазовых траекторий движения системы “Электропривод - рабочий орган”, реализующих экстремальные режимы работы. Предлагаемый алгоритм представляет собой ряд взаимосвязанных этапов, на каждом из которых возможно уточнение по результатам последующих, например, детализация требований технологического процесса на последнем этапе поиска фазовых траекторий предусматривает возврат к этапу параметрической оптимизации электропривода.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕКСА “ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ДВИГАТЕЛЬ”

2.1. Предварительная оценка возможностей существующих математических моделей электроприводов переменного тока

Анализ процессов в регулируемых электроприводах переменного тока, а также совершенствование электротехнических комплексов невозможно проводить без детализированного описания процессов в системе. Электроприводы, выполненные на базе электрических машин с нетрадиционной конструкцией, требуют обязательного учета распределенного характера параметров магнитной системы, что невозможно без знания подробной картины распределения магнитного поля в активных частях электромеханического преобразователя. Указанное требование распространяется и на традиционные электроприводы с “простой” конфигурацией магнитной системы (асинхронные электроприводы, синхронные электроприводы с неявнополюсным ротором), если электропривод работает в зоне перегрузок. Как правило, в математическом описании обычно ограничиваются введением кривой намагничивания. В ряде исследований [129] показано, что неучет характера перераспределения магнитных полей при перегрузках приводит к существенным расхождениям расчетных и экспериментальных кривых не только в динамике, но и в установившихся режимах работы. Это, в свою очередь, затрудняет выбор силового оборудования для технологических процессов, которые характеризуются большими перегрузками по моменту.

Поэтому задача синтеза обобщенной математической модели электротехнического комплекса на базе электропривода переменного тока, которая бы учитывала особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя, а именно, периодическую произвольную (несинусоидальную) форму фазного тока, распределенный характер магнитной системы, является актуальной.

Классифицировать существующие математические модели можно на следующие укрупненные группы: с сосредоточенными и с распределенными параметрами. Математические модели с распределенными параметрами обладают наибольшей наглядностью и простотой настройки, более того, за последние десятилетия они были детально отработаны при описании серийных электроприводов (в части эмпирических коэффициентов). При описании же электроприводов с новыми типами электрических машин приходится учитывать особенности конфигурации магнитной системы, чтобы найти и обосновать новые коэффициенты в существующих моделях с сосредоточенными параметрами. Поэтому в новых типах электроприводов наиболее естественными решениями являются те, что выполнены при распределенном представлении параметров электропривода и, в первую очередь, электромеханического преобразователя. Но возможности первой группы моделей пока не исчерпаны.

Дадим предварительную оценку возможностям существующих математических моделей с позиции описания объектов с нетрадиционными электромеханическими преобразователями и реализующими предельные режимы работы электроприводов. В качестве критериев такой оценки выберем: точностные показатели, набор исходных данных, требуемый объем вычислительных возможностей ЭВМ, область применения. Для анализа выберем модели, основанные на электрической схеме замещения (очень часто ее называют Т-образной схемой замещения [18, 111, 56, 57]), на энергетическом методе ко-энергии [163], в виде обращенной машины постоянного тока (аналогичной машине постоянного тока) [132]. Последняя модель чаще используется в векторных схемах регулирования при наладке системы электропривода. Ниже дадим краткую характеристику каждой из моделей на примере электропривода с СРМНВ и сопоставим указанные модели.

Математическая модель на основе электрической схемы замещения

Простейший вариант математической модели СРМНВ рассматривается в [189]. Авторы принимают следующие допущения:

— магнитная проницаемость стали ротора и статора равна бесконечности, насыщение отсутствует;

- зубчатый магнитопровод является гладким;
- реальный пазовый ток распределён в виде тонкого слоя;
- питание обмотки осуществляется от источника тока;
- поле реакции якоря не влияет на форму магнитного поля в зазоре;
- число фаз двигателя равно бесконечности.

Электромагнитный момент предлагается рассчитывать через выражение для электромагнитной мощности

$$M_{\text{эм}} = \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_0}, \quad (2.1^*)$$

где ω_0 – частота вращения ротора.

Электромагнитная мощность определяется по аналогии с двигателем постоянного тока как произведение тока якоря на ЭДС вращения двигателя. Учитывая то, что фазы обмоток статора СРМНВ получают питание от индивидуальных источников, выражение для электромагнитной мощности авторы записывают в виде суммы [189]:

$$P_{\text{эм}} = \sum_{i=1}^{m_q} E_i \cdot I_{ai}, \quad (2.2^*)$$

где E_i – ЭДС вращения; I_{ai} – якорный ток в i -ой фазе, расположенной над полюсом.

В случае полной симметрии фазных токов величина электрической мощности, преобразуемая в механическую (для двигательного режима), может быть определена из выражения:

$$P_{\text{эм}} = m_q \cdot E \cdot I_a, \quad (2.3^*)$$

где m_q – число фаз, приходящихся на якорную обмотку; E , I_a – амплитуды ЭДС и тока фазы якорной обмотки.

Токи якоря СРМНВ в [189] выражаются через линейную нагрузку, а для оптимальной связи преобразователя с электрической машиной предлагается прямоугольная форма тока статора, поэтому

$$I_a = \left(\frac{\pi \cdot D}{2 \cdot m \cdot w_\phi} \right) \cdot \sqrt{\frac{m}{m_q + m_d \cdot K_B^2}} \cdot A, \quad (2.4^*)$$

где D – диаметр внутренней поверхности статора; m – число фаз двигателя; w_ϕ – число витков, приходящихся на фазу; m_q , m_d – число фаз, приходящихся на якорь и на возбуждение соответственно; K_B – отношение величины тока возбуждения к величине тока якоря; A – линейная токовая нагрузка машины, определяемая соотношением

$$A = \left(\frac{2 \cdot m \cdot w_\phi}{\pi \cdot D} \right) \cdot I_{\text{ср.кв}};$$

$I_{\text{ср.кв}}$ – действующее значение тока фазы, определяемое согласно выражению

$$I_{\text{ср.кв}} = \sqrt{\frac{m_q + m_d \cdot K_B^2}{m}}.$$

ЭДС якорной обмотки (в каждой из фаз, расположенных над полюсом) определяется согласно [56]

$$E = \frac{d\Psi}{dt}.$$

Если пренебречь потоками рассеяния и полями, образованными магнитными линиями выпучивания, а также принять число фаз машины равным бесконечности, то потокосцепление с отдельной фазой будет изменяться в функции положения ротора линейно, при этом максимальное значение потокосцепления будет наблюдаться при нахождении фазы в межполюсном промежутке:

$$\Psi_{\text{max}} = B_{\text{ср}} \cdot \pi \cdot D \cdot l_\delta \cdot \left(\frac{m_q}{m} \right) \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot p} \right),$$

где $B_{\text{ср}}$ – среднее значение индукции в зазоре; l_δ – длина ротора; p – число пар полюсов.

Учитывая линейный закон изменения потокосцепления фазной обмотки во времени, амплитуда ЭДС будет иметь значение:

$$E = 2 \cdot \Psi_{\text{max}} \cdot \left(\frac{m}{m_q \cdot \pi} \right) \cdot p \cdot \omega_{\text{мех}} = B_{\text{ср}} \cdot w_\phi \cdot D \cdot l_\delta \cdot \omega_{\text{мех}}.$$

Полученное значение ЭДС вращения СРМНВ аналогично выражению для противо-ЭДС двигателя постоянного тока [109] и отличается лишь коэффициентом $\alpha_\delta = m_q/m$.

Величину электромагнитного момента авторы получают подстановкой в (2.1*) выражений для электромагнитной мощности (2.3*), тока якоря (2.4*) и ЭДС двигателя:

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= \left(\frac{m_q}{m}\right) \cdot \sqrt{\frac{m}{m_q + m_d \cdot K_B^2}} \cdot B_{\text{ср}} \cdot A \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{2} \cdot l_{\delta} = \\ &= k_i \cdot B_{\text{ср}} \cdot A \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{2} \cdot l_{\delta} = k_{\text{р.я.}} \cdot B_{\text{max}} \cdot A \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{2} \cdot l_{\delta}, \end{aligned} \quad (2.5^*)$$

где $k_{\text{р.я.}}$ – коэффициент, учитывающий реакцию якоря;

$$k_i = \left(\frac{m_q}{m}\right) \cdot \sqrt{\frac{m}{m_q + m_d \cdot K_B^2}} - \text{коэффициент использования по току [189].}$$

Выражение (2.5*) позволяет выполнить анализ влияния параметров идеализированной машины на величину электромагнитного момента, значение которого зависит от коэффициента использования по току k_i . Этот коэффициент показывает, какая часть линейной нагрузки машины приходится на якорный ток, и всегда меньше единицы. По аналогии с машинами переменного тока k_i эквивалентен коэффициенту мощности асинхронного двигателя. Если k_i представить в виде произведения двух коэффициентов k_{i1} , k_{i2} :

$$k_{i1} = \left(\frac{m_q}{m}\right), k_{i2} = \sqrt{\frac{m}{m_q + m_d \cdot K_B^2}},$$

то k_{i1} аналогичен коэффициенту полюсной дуги α_{δ} в электрических машинах постоянного тока, а k_{i2} определяет отношение тока и числа фаз, приходящихся на возбуждение, к току и числу фаз, приходящихся на якорь.

В [189] высказывается мнение, что оптимальное удельное усилие в электрической машине достигается при равенстве амплитуды тока якоря и тока возбуждения, что соответствует $k_{i2} = 1$. Но это утверждение требует обоснования.

Коэффициент $k_{\text{р.я.}}$ учитывает размагничивающее влияние реакции якоря следующим выражением

$$k_{\text{р.я.}} = \frac{B_{\text{ср}}}{B_{\text{max}}},$$

где $B_{\text{ср}}$ – индукция под полюсом машины на холостом ходу – была представлена в виде [189]

$$B_{cp} = \left(\frac{m}{m_q}\right) \cdot \left(\frac{2 \cdot p}{\pi \cdot D \cdot l}\right) \cdot \left(\frac{1}{w_\phi}\right) \cdot m_d \cdot L_d \cdot I_{\text{воз}};$$

L_d – индуктивность одной фазы в направлении оси d ; $I_{\text{воз}}$ – ток обмотки возбуждения.

В нагруженной машине возникает поле реакции якоря, которое искажает картину магнитного поля в зазоре, увеличивая индукцию под одним краем полюса и уменьшая под другим. С учётом этого максимальное значение индукции B_{max} предполагалось определять из выражения:

$$B_{\text{max}} = \left(\frac{m}{m_q}\right) \cdot \left(\frac{2 \cdot p}{\pi \cdot D \cdot l}\right) \cdot \left(\frac{1}{w_\phi}\right) \cdot \left(m_d \cdot L_d \cdot I_{\text{воз}} + \frac{1}{2} \cdot m_q \cdot L_q \cdot I_a\right),$$

где L_q – индуктивное сопротивление катушки фазы в направлении оси q .

В итоге

$$k_{\text{р.я.}} = \frac{2 \cdot m_d \cdot K_B}{2 \cdot m_d \cdot K_B + m_q \cdot L_q / L_d}.$$

Рассмотренное описание СРМНВ, несмотря на ряд принятых допущений, позволяет определить главные размеры машины по электромагнитным нагрузкам, высказать предположения по выбору оптимального значения полюсной дуги. Однако линейная модель машины приводит к искажённым характеристикам машины (например, зависимости электромагнитного момента от тока получаются квадратичными). Представление физической модели машины с бесконечным числом фаз приводит к завышенным расчётным значениям электромагнитного момента.

Вывод. Анализ предложенной математической модели показывает, что на ее основе удобно выполнять выбор главных размеров электромеханического преобразователя, давать первую (очень приближенную) оценку по оптимальным соотношениям геометрических параметров электрической машины, но предложенная модель содержит большое количество коэффициентов, получение которых возможно либо экспериментальным путем, либо при детализированном математическом моделировании магнитной системы электромеханического преобразователя. Необходимо отметить, что полупроводниковый преобразователь в данном случае рассматривается как идеальный безынерционный узел.

**Математическая модель, полученная энергетическим методом
на основе ко-энергии**

С другой стороны, СРМНВ может рассматриваться как обобщённый электромеханический преобразователь [57, 141]. В данном случае исходными данными для математического описания являются уравнения электрического равновесия для статорных обмоток. Переход к двухфазной модели значительно минимизирует число уравнений, описывающих динамику и статику обобщённой машины, и ограничивает их четырьмя уравнениями электрического равновесия в цепях её обмоток и уравнением электромеханического преобразования энергии. Однако математическая модель простейшей электрической машины не учитывает наличия многих контуров на статоре и роторе, а также бесконечного спектра гармоник поля в воздушном зазоре реальной электрической машины. Поэтому для описания реальных процессов преобразования энергии в машине следует обращаться к моделям многофазной машины.

Так, в [190] предложено рассчитывать СРДНВ методом контурных потоков, что позволяет представить всю магнитную систему в виде одного эквивалентного полюса. После определённых математических преобразований выполнялся переход от реальных значений потоков к контурным. Далее по заданным начальным значениям тока, угла положения ротора и скорости определялась матрица напряжений. На основании уравнений электрического равновесия вычислялись потоки отдельных фаз. Электромагнитный момент рассчитывался по известному из теории обобщённой машины выражению:

$$M = \frac{dW_{\text{мех}}}{d\theta} \approx \frac{\Delta W_{\text{мех}}}{\Delta\theta},$$

где $\Delta W_{\text{мех}}$ – приращение механической энергии при изменении угла ротора на величину $\Delta\theta$.

Приращение механической энергии определялось из соотношения

$$\Delta W_{\text{мех}} = \Delta W_{\text{эл}} - \Delta W_{\text{эм}},$$

где $\Delta W_{\text{эл}} = \sum_{k=1}^n \Delta \Phi_k \cdot i_k$ – энергия, потребляемая от источника питания, за вычетом потерь в меди;

$$\Delta W_{\text{эм}} = \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^m V_j \frac{B_j^2}{\mu_0} + \sum_{i=1}^l V_i \cdot w$$

– запасённая энергия магнитного поля.

Здесь n – число фаз машины; $\Delta \Phi_k$ – приращение потока в фазе k ; V_j – объём элемента зазора; V_i – объём элемента магнитопровода; m, l – число элементарных частей, на которые разбиты соответственно зазор и магнитопровод; w – плотность энергии магнитного поля.

В [191] развивалась описанная модель машины, где выполнялся учёт вихревых токов введением эквивалентного замкнутого витка.

В работе приведены расчётные угловая характеристика машины, зависимость электромагнитного момента от тока. После сопоставления расчётных и экспериментальных характеристик утверждается, что выбранная математическая модель позволяет с достаточной точностью выполнять расчёт СРМНВ.

Вывод. Предлагаемая модель электропривода позволяет оценивать интегральные показатели электропривода и, в частности, учитывать насыщение магнитной системы, сопоставлять возможности электромеханических преобразователей с нетрадиционной конструкцией электрической машины.

Представление СРМНВ обращённой машиной постоянного тока

Описание машины на основе уравнений электрического равновесия и электромеханического преобразования энергии позволяет весьма продуктивно выполнить анализ процессов, протекающих в СРМНВ. Однако, когда речь заходит о проектировании системы электропривода, необходимо учитывать особенности совместной работы преобразователя и двигателя. А это должно быть учтено в модели СРМНВ.

Величину электромагнитного момента любой обобщённой электрической машины можно определить из выражения [23]:

$$M = l_{\delta} \cdot \frac{D}{2} \cdot \int_{-\tau}^{\tau} f_{\tau} \cdot dx = l_{\delta} \cdot \frac{D}{2} \cdot \int_{-\tau}^{\tau} A(x) \cdot B_{\delta}(x) \cdot dx.$$

Здесь l_δ , D – активная длина и диаметр статора; x – текущее значение линейной координаты вдоль развёртки окружности ротора; τ – полюсное деление; $A(x)$ – линейная плотность поверхностного тока в точке x ; $B_\delta(x)$ – индукция в зазоре в точке x ; $f_\tau = A(x) \cdot B_\delta(x)$ – удельная касательная сила.

В частном случае, если принять токи всех фаз равными между собой (как в двигателе постоянного тока), а реальный пазовый ток представить в виде непрерывного слоя, то линейная плотность поверхностного тока вдоль окружности воздушного зазора постоянна по величине и имеет прямоугольную форму (рис.2.1, б)

$$A = \frac{I_\Pi \cdot z}{\pi \cdot D},$$

где I_Π – суммарный ток проводников в пазу; z – число пазов на статоре.

МДС, создаваемая токами статора, может быть получена на основании выражения [109] (рис.2.1, в)

$$F = \int_{-\tau}^{\tau} A dx.$$

При равномерной линейной плотности поверхностного тока её максимальное значение

$$F_m = \frac{A \cdot \tau}{2}.$$

Для определения напряжённости магнитного поля в зазоре можно воспользоваться законом полного тока

$$F = \sum H_i \cdot l_i = H_\delta \cdot l_\delta + H_{\text{сп}} \cdot l_{\text{сп}} + H_z \cdot l_z + H_p \cdot l_p.$$

Если считать магнитную систему электродвигателя ненасыщенной и принять приближённо, что величины H_i напряжённости магнитного поля на отдельных участках l_i магнитопровода (в спинке и зубцах статора $H_{\text{сп}}$ и H_z , в роторе H_p) много меньше, чем в воздушном зазоре H_δ , то

$$H_\delta \approx \frac{F}{L_\delta},$$

где L_δ – расчётная длина воздушного зазора.

Магнитная индукция связана с напряжённостью выражением

$$B_{\delta} = \mu_0 H_{\delta},$$

где $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость воздушного промежутка.

График удельной касательной силы $f_{\tau} = A \cdot B_{\delta}$ в электрической машине с неявнополюсным (т.е. идеально круглым) ротором представлен на рис. 2.1, д. Он

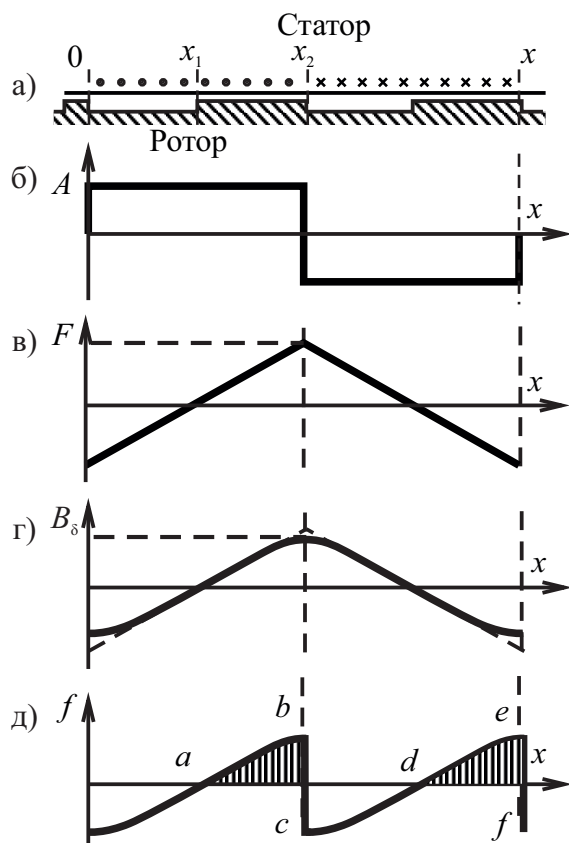


Рис. 2.1. Распределение линейной плотности поверхностного тока A , магнитодвижущей силы F , индукции B_{δ} в зазоре, удельной касательной силы f_{τ} вдоль расточки статора x

ограничивает равные по площади положительные и отрицательные участки (рис. 2.1, д), поэтому, хотя на каждый из проводников обмотки статора и действуют электромагнитные силы, но суммарный момент в такой машине всегда равен нулю.

Чтобы машина могла развивать электромагнитный момент, необходимо на рис. 2.1, д отбросить участки кривой, где $f_{\tau} < 0$. Оставшиеся положительные участки на рис. 2.1, д заштрихованы. Это означает, что ротор необходимо выполнить явнополюсным, а межполюсные промежутки выбрать такой длины, чтобы они располагались напротив участков, где $f_{\tau} < 0$.

С учётом сказанного величина электромагнитного момента двигателя определится из выражения

$$M = l_{\delta} \cdot D \cdot \int_{x_2}^{x_1} A \cdot B_{\delta} \cdot dx,$$

где x_1 и x_2 – координаты краёв полюса (рис. 2.1, а), измеренные вдоль окружности воздушного зазора.

При рассмотрении электропривода с СРМНВ в виде обращённой машины постоянного тока, можно считать, что эквивалентной якорной обмотке соответствуют токи фаз, расположенных над полюсом, а поле возбуждения создаётся витками обмотки, расположенными над межполюсным промежутком.

Проводя аналогию с машиной постоянного тока, для СРМНВ запишем выражение электромагнитного момента:

$$M = F_{\text{пр}} \cdot N_a \cdot \frac{D}{2},$$

где $F_{\text{пр}}$ – сила, действующая на проводник якорной обмотки; $N_a = N \cdot \alpha_\delta$ – число проводников над полюсами; N – суммарное число проводников обмотки статора.

В свою очередь,

$$F_{\text{пр}} = B_\delta \cdot l_\delta \cdot I_a.$$

МДС, создаваемая эквивалентной обмоткой возбуждения,

$$F = \frac{N_b \cdot I_b}{2},$$

где $N_b = N \cdot (1 - \alpha_\delta)$ – число проводников, находящихся напротив межполюсного промежутка; I_b – ток в проводниках, создающих поле возбуждения (ток возбуждения).

Учитывая насыщение стали коэффициентом $k_{\mu d}$ и реальную форму распределения поля возбуждения, определим расчётное значение индукции под полюсом [33, 71, 86, 150, 168, 169]:

$$B_\delta = \mu_0 \cdot \frac{F}{2 \cdot p \cdot \delta' \cdot k_{\mu d}} = \mu_0 \cdot \frac{N_b \cdot I_b}{4 \cdot p \cdot \delta' \cdot k_{\mu d}} = \mu_0 \cdot \frac{(1 - \alpha_\delta) \cdot I_a \cdot K_b \cdot N}{4 \cdot p \cdot \delta' \cdot k_{\mu d}}.$$

Здесь: I_a – ток в проводниках, расположенных под полюсом (ток якоря); $K_b = I_b / I_a$ – ток возбуждения в долях от тока якоря; $k_{\mu d}$ – коэффициент насыщения по продольной оси; $N_b = N \cdot (1 - \alpha_\delta)$ – число проводников, находящихся напротив межполюсного промежутка и создающих поле возбуждения; p – число пар полюсов; $\delta' = k_\delta \cdot \delta$ – расчётная величина воздушного зазора; k_δ – коэффициент воздушного зазора, учитывающий наличие пазов на якоре (статоре).

Величину последнего коэффициента можно рассчитать, используя существующие эмпирические зависимости [109]:

$$k_{\delta} = 1 + \frac{b_{\text{ш}}}{t_{z1} \cdot b_{\text{ш}} + 5 \cdot \delta \cdot t_{z1}/b_{\text{ш}}},$$

где $b_{\text{ш}}$ – ширина шлица; t_{z1} – зубцовое деление; δ – воздушный зазор.

С учётом приведённых соотношений

$$M = \frac{\mu_0 \cdot A^2 \cdot \alpha_{\delta} \cdot (1 - \alpha_{\delta}) \cdot l_{\delta} \cdot D^3 \cdot K_{\text{в}} \cdot \pi^2}{8 \cdot p \cdot \delta' \cdot k_{\mu d}}.$$

Вывод. Предложенный вариант представления электропривода самый наглядный, позволяет выполнять синтез системы управления электроприводом, дополнив указанные выражения управляющими воздействиями со стороны системы управления. Но рассмотренная модель требует обязательного обоснования и указания границ применимости.

Анализ рассмотренных моделей

Дадим краткую характеристику рассмотренных представлений электроприводов (см. табл. 2.1). Точностные показатели каждой из моделей оценивались сопоставлением расчетных и экспериментальных данных ряда электроприводов с СРМНВ, выполненных на базе 4A100L4, МТК132. При этом на данном этапе не выполнялась статистическая обработка результатов. Из табл. 2.1 следует, что минимальная ошибка 10% – это тот предел, к которому стремятся значения, полученные в каждой из приведенных расчетных схем. Эта ошибка определяется исходными данными. Так как в каждом из случаев не учитываются особенности распределения магнитного потока, то нижняя граница оказывается существенно выше требований инженерных расчетов. Наибольшей точностью (по верхней границе ошибки) обладает энергетический метод, так как именно в нем удастся на данном этапе приближенно учесть характер изменения магнитного потока. Все предложенные расчетные процедуры дают приближенные оценки и не позволяют выполнять достоверно оптимизационные процедуры. Однако, следует обратить внимание на 1 и 3 расчетные модели, которые совместно с уточненной математической моделью могут быть рекомендованы для решения задач выбора главных

размеров и на этапе синтеза системы управления, при условии введения ограничений. В данной таблице не рассмотрена еще одна модель, которая используется рядом отечественных и западных электротехнических школ на основе метода обмоточных функций [48, 141, 163]. Этот метод оказывается наиболее наглядным и будет использован при решении оптимизационных процедур.

Таблица 2.1

Анализ существующих математических моделей

Тип модели	Набор исходных данных	Точностные показатели	Требуемый объем вычислительных ресурсов	Область применения
1. На основе электрической схемы замещения (“Т-образная схема замещения”)	– параметры электрической машины; – задающие управляющие воздействия;	Ошибка 10-30%	Минимальный, так как не требуются итерационных процедур	Выбор главных размеров электромеханического преобразователя и оптимальных соотношений
2. На основе энергетического метода	– параметры магнитной системы;	Ошибка 10-25%	Модель усложненная по сравнению с 1-ой, т.к. требует учета графика кривой намагничивания	Анализ интегральных показателей (например, М).
3. Представление в виде обращенной машины постоянного тока	– параметры электрической машины; – задающие управляющие воздействия; – фактического значения фазного тока.	Ошибка 10-35%	Минимальный, так как не требуются итерационные процедуры	При решении задач синтеза системы управления электроприводом

Предлагаемый метод наиболее полно отражает дискретную природу комплекса “Полупроводниковый преобразователь – двигатель”, но имеет, примерно, те же показатели, что 1-я, 3-я модели (табл. 2.1), поэтому использование метода возможно только совместно с уточненными расчетными схемами.

2.2. Обобщенная математическая модель электропривода переменного тока

Анализ процессов в регулируемых электроприводах переменного тока, а также совершенствование электротехнических комплексов невозможно проводить без детализированного описания процессов в системе. Электроприводы, выполненные на базе электрических машин с нетрадиционной конструкцией, требуют обязательного учета распределенного характера параметров магнитной системы, что невозможно без знания подробной картины распределения магнитного поля в активных частях электромеханического преобразователя. Указанное требование распространяется и на традиционные электроприводы с “простой” конфигурацией магнитной системы (асинхронные электроприводы, синхронные электроприводы с неявнополюсным ротором), если электропривод работает в зоне перегрузок. Как правило, в математическом описании обычно ограничиваются введением кривой намагничивания. В ряде исследований [129] показано, что неучет характера перераспределения магнитных полей при перегрузках приводит к существенным расхождениям расчетных и экспериментальных кривых не только в динамике, но и в установившихся режимах работы. Это, в свою очередь, затрудняет выбор силового оборудования для технологических процессов, характеризующихся большими перегрузками по моменту.

Поэтому задача синтеза обобщенной математической модели электротехнического комплекса на базе электропривода переменного тока, которая бы учитывала особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя, а именно, периодическую произвольную (несинусоидальную) форму фазного тока, распределенный характер магнитной системы, является актуальной.

С другой стороны, синтез сложных систем электроприводов переменного тока удобнее выполнять по упрощенным математическим моделям с сосредоточенными параметрами. Возможности наиболее распространенных моделей были рассмотрены выше. Однако, редко в работах рассматривается допустимость при-

нимаемых упрощений. Ниже будет предложена обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, параметры электрической машины представлены как распределённые, и отличающаяся тем, что алгоритм параллельного вычисления обобщен для класса электроприводов переменного тока, а в основу построения модели положен критерий минимума расчетного времени.

Общая концепция построения универсальных математических моделей включала в себя требования учета особенностей распределения магнитного потока в электромеханическом преобразователе при упрощенном подходе к описанию полупроводникового преобразователя.

Чтобы удобнее сопоставлять возможности различных регулируемых электроприводов переменного тока, была предложена обобщенная математическая модель, выполненная в виде структурной схемы (см. рис. 2.2), которая реализована в виде двух блоков. Данная модель была разработана совместно с аспирантами и автору принадлежат постановочная часть, разработка идеологии модели [30, 69, 181].

Первый блок представлен в форме дифференциальных уравнений в полных производных и учитывал уравнения баланса напряжений в статорных обмотках, а также уравнения Лагранжа для тел, совершающих вращательное движение вокруг оси.

Параметры системы $L_1, L_2, \dots, L_i$ – условно имеют те же обозначения, что и индуктивности обмоток, если представлять описание электромеханического преобразователя в виде уравнений с сосредоточенными параметрами. На самом деле, при работе электропривода, значения этих параметров постоянно изменяются, зависят от текущего электромагнитного состояния системы и являются выходными для блока “Модель магнитной системы двигателя”.

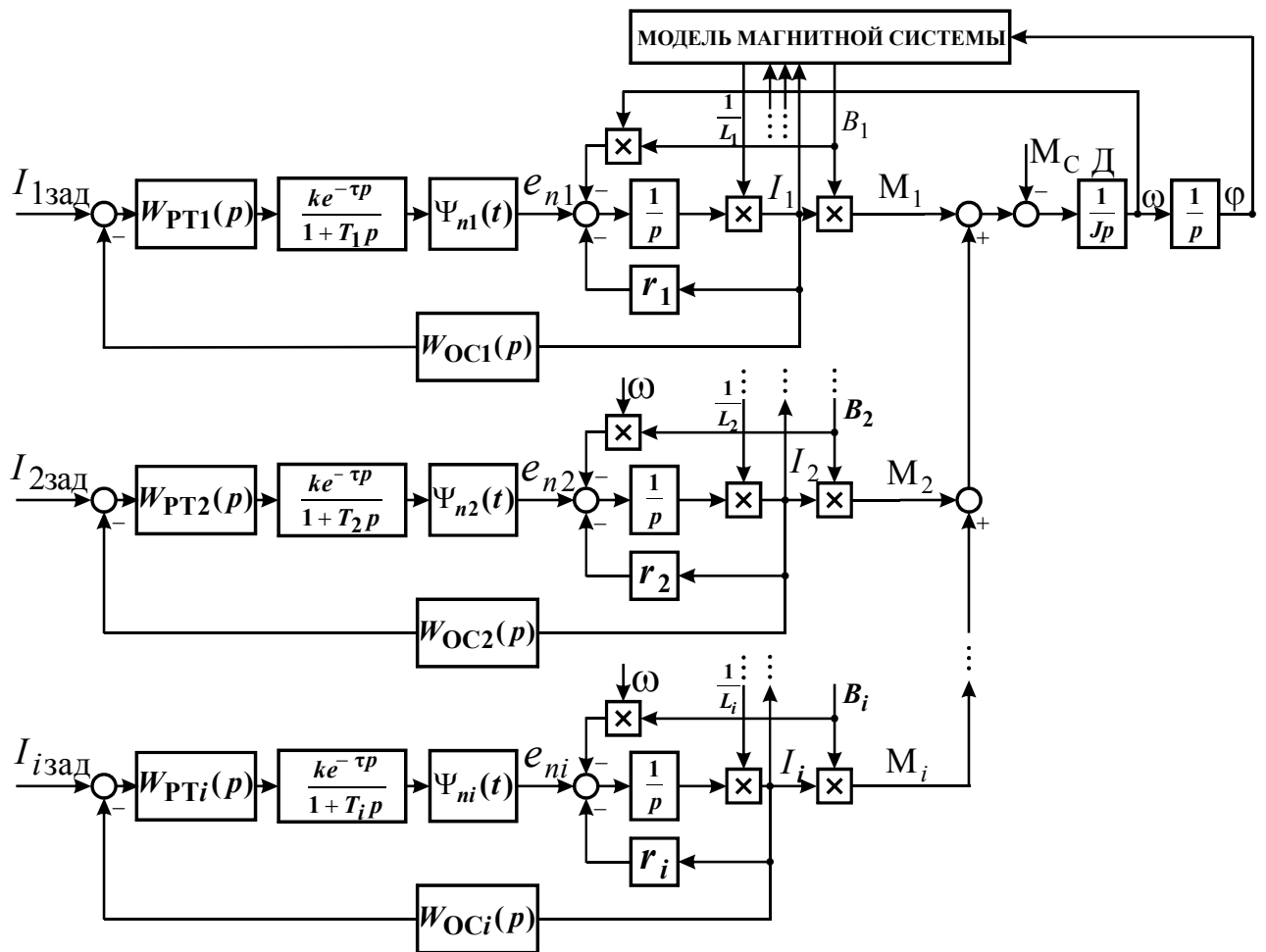


Рис. 2.2. Обобщенная модель электропривода переменного тока

Передаточная функция полупроводникового преобразователя аппроксимировалась апериодическим звеном с постоянной времени T_i , звеном чистого запаздывания с постоянной времени τ , учитывающим инерционные свойства микропроцессорного блока, а в качестве переключающей функции Ψ_{ni} использовался ШИМ-модулятор. Настраивались контуры регулирования фазных токов последовательными корректирующими устройствами $W_{PTi}(p)$, при этом на вход системы подавались задания на i токов, где i равно количеству фаз. В общем случае электропривод может быть представлен i -фазной системой. Как правило, традиционные электроприводы имеют 3 фазы, хотя электроприводы на большие мощности могут иметь конфигурацию в виде 6, 9 и более фаз. В данной модели принято питание электромеханического преобразователя от источников тока. Но в более общем случае контуры регулирования фазных токов могут быть разомкнуты и схема источника питания преобразуется в преобразователь ЭДС. При отсутствии

внешнего управляющего устройства полупроводниковый преобразователь работает в режиме независимой коммутации, т.е. создает режим работы от источника напряжения.

Представление полупроводникового преобразователя в виде звеньев (рис. 2.2) исходило из опыта наладки с участием автора современных электроприводов металлургического производства на базе преобразователей частоты Unidrive SP, Sinamics S120, ACS 800, ACS 880 [176, 197, 209] в диапазоне мощностей от единицы до сотен киловатт путем частотной идентификации контуров регулирования момента и тока. Основные особенности идентификации будут рассмотрены в гл. 5.

2.2.1. Математическое описание электромеханического преобразователя с различными конфигурациями магнитной системы

Второй блок “Модель магнитной системы” включал в себя уравнения в частных производных, учитывающих распределение магнитных полей в электрической машине и для решения которых использовался метод конечных элементов в вариационной постановке. Метод конечных элементов по сравнению с широко известным методом конечных разностей позволяет значительно снизить погрешности в случаях скачкообразного изменения магнитной проницаемости при переходе из ферромагнитной в воздушную среду. С учетом конфигурации электромеханического преобразователя удобнее пользоваться методом конечных элементов в вариационной постановке задачи, что достаточно подробно обосновывается в [129]. На вход блока подаются текущие значения фазных токов (рис. 2.2). Дадим более подробное математическое описание электромеханического преобразователя в виде системы уравнений в частных производных, которые получены авторами [129] на основе уравнений Максвелла и описывают процессы при гармонических колебаниях переменных. Эти уравнения понадобятся на этапе синтеза параллельного алгоритма расчета системы электропривода.

Элемент электрической машины может быть описан уравнением полного тока для сечения машины плоскостью xOy [37, 129]:

$$-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \gamma \mu_0 \left(u \frac{\partial A}{\partial x} + v \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \beta A = Y,$$

где $A(x, y)$ – векторный потенциал магнитного поля, φ – вспомогательная функция; $u = -U_m \sin(\omega_p t)$, $v = U_m \cos(\omega_p t)$ – проекции вектора скорости на оси x, y , ω_p – угловая скорость вращения двигателя; $\beta = j\omega\gamma$ – коэффициент, пропорциональный электрической скорости изменения электромагнитного поля в зазоре (при синусоидальном распределении), γ – удельная электрическая проводимость, j – мнимая единица; Y – плотность распределения тока, – функция зависящая от фактического значения тока, формируемого в фазных обмотках двигателя; μ – магнитная проницаемость среды.

Для дальнейшего составления математического описания полезно дать физическое пояснение каждому из элементов уравнения полного тока. Здесь выражение

$$-\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right)$$

учитывает падение магнитного потенциала на участке магнитной цепи. Суммой слагаемых, стоящих в скобках выражения

$$\gamma\mu_0 \left(u \frac{\partial A}{\partial x} + v \frac{\partial A}{\partial y} \right)$$

учитывается ЭДС, которая наводится в магнитопроводе, изменяющимся магнитным полем и пропорциональна вихревым токам (этим членом можно пренебречь, если ведется только электромагнитный расчет; и наоборот его параметры рассчитывают, когда приходится учитывать нагрев ротора, особенно в случае массивной конструкции). Величина $\beta = j\omega\gamma$ получена из условия синусоидального распределения поля в зазоре электрической машины.

В общем случае при описании электрических машин с несинусоидальным питанием, когда в зазоре магнитное поле распределяется по другим законам функцию βA можно разложить в ряд Фурье по гармоническим составляющим. Например, в электроприводе с СРМНВ при прямоугольной форме МДС наиболее выраженной является третья гармоника, при этом переменная ω сохраняется, но для соответствующей формы поля применяются поправочные коэффициенты.

Эти коэффициенты можно найти в справочной литературе по электрическим машинам [23, 48, 109]. Проблема появляется тогда, когда форма поля в зазоре электромеханического преобразователя неизвестна.

Представленные уравнения описывают один из узлов электропривода – электромеханический преобразователь на микроуровне, что позволяет детализировать процессы в отдельных узлах двигателя.

Решение уравнения полного тока аналитическими способами возможно только для очень частных ситуаций. В общем случае это уравнение должно решаться численными методами: методом конечных разностей, конечных элементов в вариационной постановке, конечных элементов в сочетании с методом Галеркина.

В [129] обращается внимание на то, что метод конечных разностей дает существенные погрешности при учете интеграла от функции:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right).$$

Обусловлено это тем, что при переходе из одной среды, например, из ферромагнитной в воздушную скачкообразно изменяется значение μ .

Уравнение полного тока можно решать, минимизируя функционал [129]:

$$F(A) = \frac{1}{2} \iint_D \left[\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right)^2 + \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right)^2 + 2\varphi\gamma \left(-u \frac{\partial A}{\partial x} - v \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \beta A^2 - 2YA \right] dx dy$$

Математически доказывается, что если найти экстремаль от данного функционала, то его решение совпадет с решением уравнения полного тока. При этом под интегральным выражением не выполняется процедура нахождения производной от величины $1/\mu$, как это делается в уравнении полного тока.

Авторами [129] для случая двух независимых переменных выполнена замена искомой функции в виде пробной – треугольными элементами:

$$A(x, y) = N_i^k A_i + N_j^k A_j + N_m^k A_m.$$

В более общем случае пробными оказываются элементы тетраэдра.

Далее авторы выполнили замену искомой функции пробной, нашли производную по функции A_i и получили следующий результат:

$$\begin{aligned}
& A_i \sum_{k \in M_i} \iint_{S_k} \left[\frac{(b_i^k)^2}{4\mu S_k^2} + \frac{(c_i^k)^2}{4\mu S_k^2} + \beta_k (N_i^k)^2 \right] dx dy \\
& + \sum_{k \in M_i} A_j \iint_{S_k} \left[\frac{b_i^k b_j^k}{4\mu S_k^2} + \frac{c_i^k c_j^k}{4\mu S_k^2} + \beta_k N_i^k N_j^k \right] dx dy \\
& + \sum_{k \in M_i} A_m \iint_{S_k} \left[\frac{b_i^k b_m^k}{4\mu S_k^2} + \frac{c_i^k c_m^k}{4\mu S_k^2} + \beta_k N_i^k N_m^k \right] dx dy \\
& = \sum_{k \in M_i} f_k \iint_{S_k} N_i^k dx dy \\
& - \sum_{k \in M_i} \frac{1}{2S_k} \iint_{S_k} [N_i^k \varphi_i + N_j^k \varphi_j \\
& + N_m^k \varphi_m] \gamma_k (-u_k b_i^k - u_k c_i^k) dx dy. \tag{2.6*}
\end{aligned}$$

В системе уравнений: k – номер конечного элемента, S_k – площадь конечного элемента; b, c с индексами – коэффициенты пропорциональности между линейными базисными функциями и координатами x, y .

Последним членом в уравнении (2.6*) можно пренебречь, если на этапе проектирования электропривода нет необходимости в тепловом расчете ротора. Это возможно в случаях, если ротор выбирается не массивной, а шихтованной конструкции.

Количество уравнений определяется количеством узлов и пропорционально конечным элементам, на которые была “разбита” активная часть электромеханического преобразователя.

Такая подробная аннотация уравнений из [129] понадобилась по следующим причинам. С одной стороны, были введены основные переменные для расчета и их позиционные обозначения. С другой стороны, полученные данные будут использованы при синтезе параллельного алгоритма расчета.

При расчете объемных задач, когда приходится учитывать распределение индукции не только в сечении расточки статора, но и вдоль оси вращения, актуальной становится задача уменьшения объемов расчета за счет перехода к части

модели электродвигателя. Такой подход возможен в силу магнитной симметрии электрической машины. При этом приходится учитывать специальные граничные условия: первого рода (Дирихле), второго рода (Неймана) и в редких случаях третьего рода при работе со сверхпроводниками (Коши). В технической литературе эти условия достаточно подробно математически описаны [75, 129]. Но при этом слабое внимание обращается на физику и геометрическую интерпретацию этих уравнений на примере расчетной схемы классического кругового двигателя. На наш взгляд, это является существенным упущением, так как при инженерных расчетах не позволяет специалистам-инженерам корректно пользоваться результатами научного труда. На рис. 2.3 даны пояснения к условиям применения граничных условий Дирихле и Неймана. Так, плоскость, на которой нормальная составляющая индукции постоянная (в частности $B_n=0$), отсекает вторую часть электрической машины и на этой границе выполняются условия Дирихле. Фактически относительно этой плоскости машина намагничивается. Вторая плоскость, которая расположена под углом 90 электрических градусов, отсекает часть машины и является граничной, на которой выполняются условия Неймана. В этом случае на плоскости тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля равна нулю.

Электромагнитный момент, создаваемый электродвигателем, можно находить двумя путями: как результат взаимодействия элемента тока с индукцией (сила Лоренца) [48], либо на основании тензора Максвелла. Тензор Максвелла учитывает составляющие электромагнитных усилий, создаваемых как за счет взаимодействия элемента тока с индукцией, так и взаимодействия ферромагнитных элементов, что наиболее актуально для реактивных машин. Поэтому расчет электромагнитного момента будем выполнять по тензору Максвелла для поверхностного случая [48].

$$F = \frac{1}{2} \oint (HB_n + BH_n + n(BH))ds,$$

где H, B – напряженности и индукция магнитного поля, ds – элемент поверхности, на которую действует электромагнитное усилие.

Такое допущение не снижает точности расчета, не учитывает характера распределения усилий по объему, но значительно снижает вычислительную нагрузку на ЭВМ.

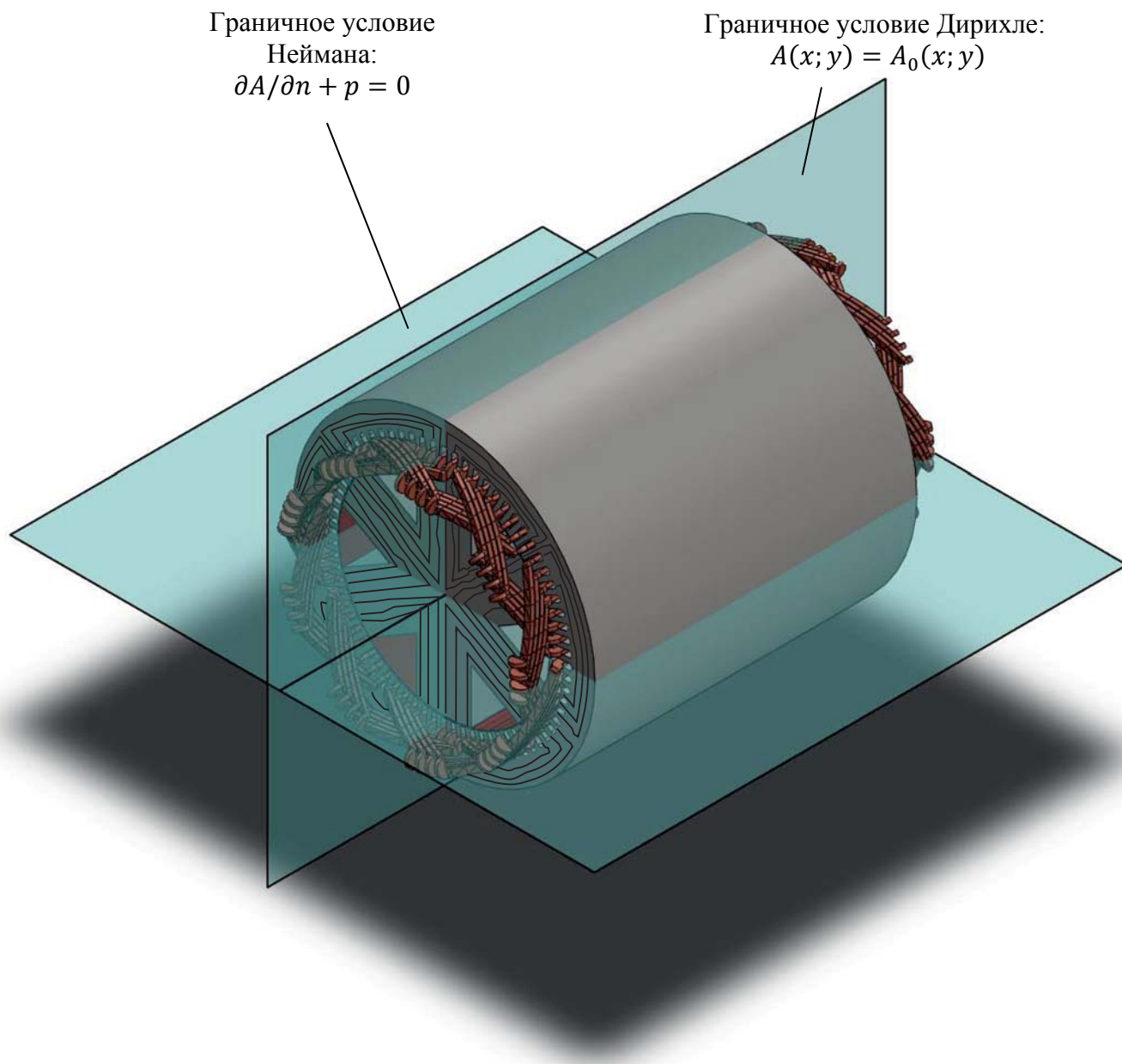


Рис. 2.3. Геометрическая модель электромеханического преобразователя.
Граничные условия Дирихле и Неймана

При дальнейшем анализе в качестве исследуемых электромеханических преобразователей как составных частей электропривода будут исследованы следующие конфигурации магнитной системы: “гладкий” статор и “гладкий” ротор (случай асинхронной электрической машины), “гладкий” статор и явнополюсный ротор с обмоткой возбуждения, “гладкий” статор и явнополюсный пассивный (безобмоточный) ротор. Под термином гладкий будем понимать неявнополюсный, не-

смотря на то, что на статоре и роторе при этом могут присутствовать зубцы. Расчет магнитной цепи подразумевает ряд предварительных действий. Моделирование электромеханической системы начинается с синтеза геометрии двигателя. Наиболее полно требованиям по разработке геометрии двигателя отвечает программа Solid Works (по лицензии ЮУрГУ SolidWorks Education Edition). Работа в прикладном пакете позволяет минимизировать время проектирования объемных геометрических узлов двигателя. В данной работе была спроектирована серия электромеханических преобразователей с асинхронными двигателями, синхронными двигателями и реактивными машинами в линейке мощностей от 10 до 350 кВт (всего более 16 единиц на каждый тип машины). При этом геометрические параметры серийных электрических машин (асинхронных и синхронных) выбирались по каталогам электротехнической промышленности как старых серий, например, 4 А [3], так и новых серий, относительно недавно освоенных рядом электромашиностроительных заводов [105]. Для того, чтобы не загромождать работу ненужными чертежами и рисунками, указанные разработки были сведены в отдельный отчет, который выполнялся в рамках хоздоговорной тематики с ООО НТЦ “Приводная техника” (г. Челябинск). Магнитная конфигурация же СРМНВ выбиралась условно, так как на этом этапе геометрические параметры не оптимизировались и эта задача решалась на последующих этапах.

Вывод: В электроприводах с различной конфигурацией магнитной системы электромеханического преобразователя решение задач анализа (сопоставление различных электроприводов по массогабаритным показателям), синтеза системы управления (на основе знаний об особенностях электромеханического преобразования энергии в двигателях с нетрадиционной конструкцией магнитной системы) возможно при использовании уравнений Максвелла. Использование традиционных же расчетных схем, в которых параметры магнитной системы представляются как сосредоточенные, не позволяет получить описание процессов в тех случаях, когда в зависимости от управляющих воздействий в виде токов, задаваемых системой управления, могут перераспределяться линии магнитной индукции, а следовательно, меняться свойства электромеханического преобразователя. Наиболее актуальной эта задача оказывается для случаев с несимметричной

магнитной системой (этот вопрос будет детализированно рассмотрен в третьей главе).

На основе анализа технической литературы был распространен подход [129], обобщены уравнения для случая питания электромеханических преобразователей от несинусоидального источника питания в виде системы линейных уравнений с i неизвестными, где i определяется количеством конечных элементов. Указанное обстоятельство будет использовано при синтезе параллельных расчетов.

2.2.2. Математическое описание полупроводникового преобразователя

Современные полупроводниковые преобразователи в системах электропривода работают в ШИМ- или ЧШИМ-режимах [186, 114, 115, 178]. Учет импульсного режима работы преобразователей электрической энергии при детализированном учете работы электромеханического преобразователя энергии на основе метода конечных элементов потребовал бы 40 тыс. точек на 1 с расчетного времени при минимальной частоте ШИМ 1,5 кГц. Указанный предел на сегодняшний день не достигается даже с использованием суперкомпьютерных технологий (см. п. 2.3). Поэтому в работе предлагается выполнить замену реального источника питания идеальным непрерывным. Далее будет выполнена оценка правомерности такой замены. Одновременно с этим может быть решена задача определения предельного быстродействия, достигаемого в современных полупроводниковых преобразователях частоты.

Далее примем следующие допущения:

- полупроводниковый преобразователь рассматривается как устройство, описываемое непрерывными звеньями;
- падение напряжения на полупроводниковых ключах отсутствует;
- время включения полупроводникового ключа равно нулю;
- управление полупроводниковым преобразователем осуществляется от микропроцессорного устройства с бесконечно малым временем одного скана.

Указанные допущения очень часто используют при анализе процессов в системах электроприводов [45, 49, 114, 115 121]. Применение второго, третьего и

четвертого допущений очевидно и зависит напрямую от технических характеристик современных транзисторных модулей и микропроцессорных систем управления [58, 60]. Замена же импульсного преобразователя непрерывными звеньями требует дополнительного обоснования и определения границ применимости этого допущения. Более того, если считать, что быстродействие микропроцессорной системы управления велико, то можно считать, что выполнение скана программы выполняется мгновенно, поэтому предельные возможности контура регулирования тока будут ограничены импульсными свойствами полупроводникового преобразователя и поэтому потребуют дополнительной оценки.

Для оценки правомерности замены импульсного источника питания непрерывными звеньями была разработана имитационная модель электропривода в программе Matlab Simulink (использование программы обосновано лицензионным пакетом, приобретенным Южно-Уральским государственным университетом, см <http://supercomputer.susu.ac.ru/users/simulation/matlab/#p4>).

На рис. 2.4 даны укрупненные блоки имитационной (математической) модели комплекса “Полупроводниковый преобразователь – линеаризованная часть электропривода”. Остановимся на описании наиболее принципиальных узлов, которое позволит повторить условия проведения эксперимента. Блок Shim задает частоту ШИМ-модуляции и является опорным для системы управления полупроводниковыми ключами SIFU. На блок SIFU подается управляющий сигнал с выхода модуля Current control 1, который является задающим для транзисторного преобразователя частоты IGBT Bridge. Модуль Transfer Fcn описывает “линейную” (реально непрерывную) часть электропривода. Наблюдение за координатами электропривода выполняется на модуле Scope2. Модули Fourier 1harm, Fourier 3harm, Total Harmonic Distortion, позволяют методами синхронного детектирования выделить амплитуду и фазу соответственно 1-ой, 3-ей гармоник, а также результирующий коэффициент несинусоидальности.

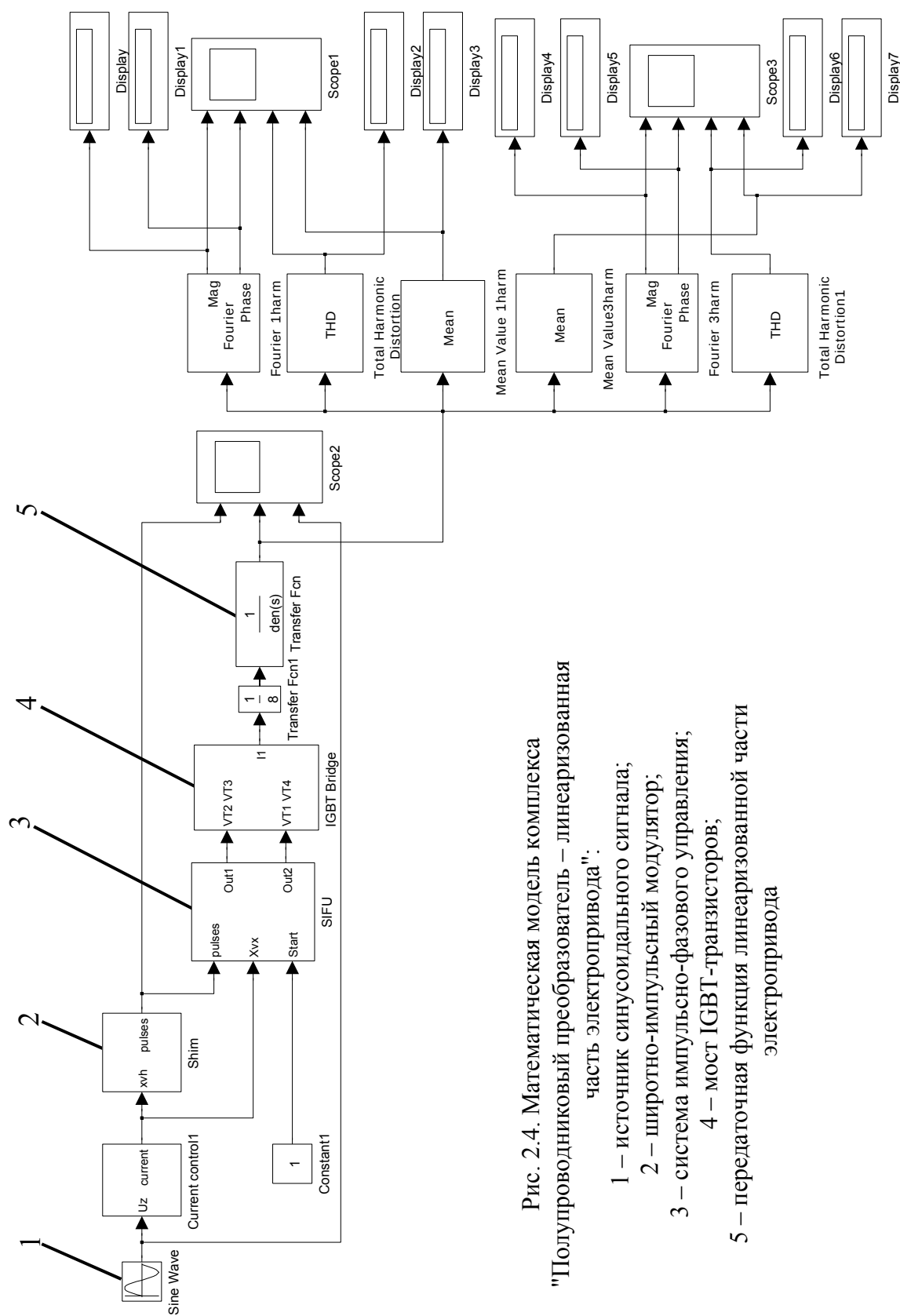


Рис. 2.4. Математическая модель комплекса
"Полупроводниковый преобразователь – линейризованная
часть электропривода".

- 1 – источник синусоидального сигнала;
- 2 – широтно-импульсный модулятор;
- 3 – система импульсно-фазового управления;
- 4 – мост IGBT-транзисторов;
- 5 – передаточная функция линейризованной части
электропривода

На рис. 2.5 представлена схема силовых цепей полупроводникового преобразователя. В качестве базовой схемы выбран мостовой однофазный автономный инвертор напряжения. В случае применения m -фазного преобразователя частоты он может быть дополнен нужным количеством (m) аналогичных узлов. На данном этапе исследования вопросы поиска рациональных схем и оптимизации количества ключей не рассматривались. С исследовательской точки зрения более интересны вопросы выбора законов управления электроприводом, включающим в себя полупроводниковые элементы и линейную (непрерывную) часть (передаточной функции Transfer Fcn).

Анализ широкого диапазона полупроводниковой техники (на уровне изучения технической документации и практической проверки на лабораторных маке-

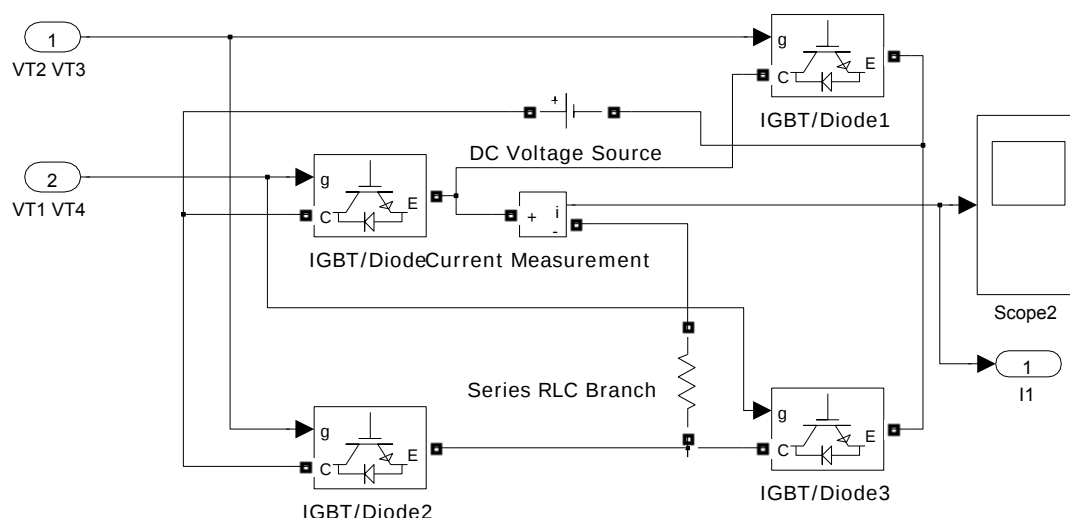


Рис. 2.5. Силовая часть полупроводникового преобразователя (IGBT Bridge)

тах преобразователей частоты разных фирм), выпускаемой современными электротехническими фирмами, показал, что в большинстве из них реализуются режимы ШИМ-модуляции [197, 209] и только в преобразователях частоты АВВ [177] с DTC-управлением применяется ЧШИМ-модуляция. Как правило, несущая частота ШИМ лежит в диапазоне от 1,5 до 16 кГц. Примерно в этом же диапазоне изменяется частота ЧШИМ в преобразователях ACS800, ACS880. В ряде исследований достаточно подробно рассматриваются проблемы искажения передаваемого сигнала путем сопоставления ШИМ- и ЧШИМ-модуляции для управления линейными звеньями первого порядка. При этом обращается внимание на

незначительные отличия этих искажений [40, 154, 155, 156, 157]. Однако, обмотка двигателя, на которую работает полупроводниковый преобразователь, в первом приближении может быть представлена передаточной функцией второго или третьего порядка, поэтому требуются дальнейшие исследования влияния импульсного характера источника питания на свойства электропривода. Более того, определение формы сигнала вблизи частоты Найквиста позволит обосновать предельное достигаемое быстродействие в электроприводах с полупроводниковыми преобразователями, работающими на несущей частоте, не равной бесконечности.

Некоторые авторы предлагают расширять полосу равномерного пропускания частот за пределы, определяемые теоремой Котельникова-Найквиста, за счет формирования упреждающих сигналов управления [2]. Такие режимы работы электропривода возможны только для очень малых мощностей. Автор обращает внимание на работоспособность схемы даже при двойном разбросе параметров электрической схемы, но при этом значения тока варьируются в диапазоне 10-25%, что не допускается в мощных приводах. Иными словами, работа контура регулирования тока в электроприводах за частотой Найквиста предполагает отсутствие непосредственного контроля тока в определенные моменты времени и оценку его значения по модели.

Как известно [184], любой аналоговый сигнал $U_3(t)$, который характеризуется конечным спектром с предельной частотой, не превышающей половину от несущей, может быть восстановлен абсолютно точно, если этот измеренный сигнал подать на фильтр (интерполяционный ряд) вида:

$$u_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_3(n\Delta) \cdot \text{sinc}\left(\pi(t - n\Delta)\frac{\pi}{\Delta}\right), \quad (2.1)$$

где $U_3(n\Delta)$ – отсчеты, полученные на выходе импульсного элемента с дискретой, большей в два раза максимальной частоты спектра, содержащегося в исходном измеряемом сигнале; $\text{sinc}\left(\pi(t - n\Delta)\frac{\pi}{\Delta}\right)$ – кардинальный синус.

Продemonстрируем как “работает” теорема Котельникова в идеальном случае. Исходная формулировка теоремы может быть применена для сигналов, модули-

рованных по амплитуде. В большинстве случаев в электроприводах преобразователи частоты модулируют сигнал по широте с фиксированной амплитудой. Поэтому для анализа процессов в системах с ШИМ-модуляцией необходим преобразователь, позволяющий модулированный по частоте сигнал преобразовать в сигнал, модулированный по амплитуде.

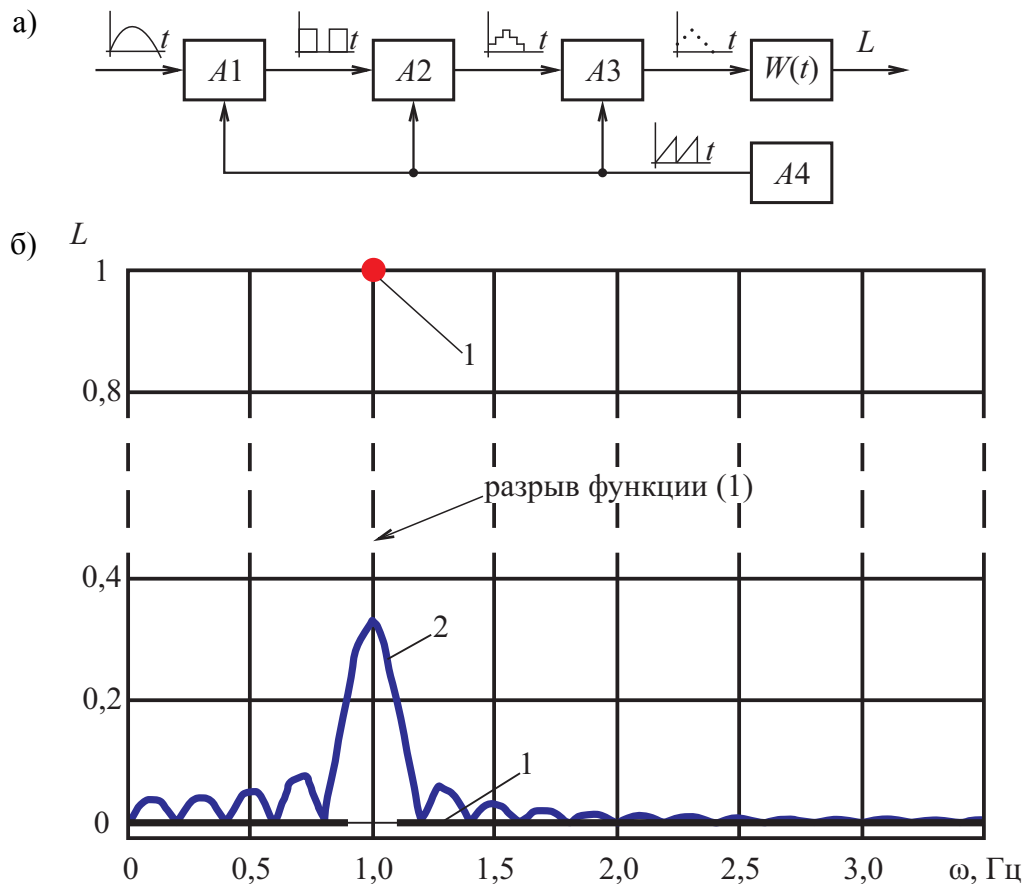


Рис. 2.6. Принцип восстановления сигнала по его отсчетам:
а) функциональная схема измерения; б) примеры частотных характеристик
сигналов синусоидальной формы без ограничения во времени (1)
и с ограничением во времени пятью периодами (2)

На рис. 2.6, а представлена функциональная схема, которая была реализована в программе Matlab Simulink. Модуль $A1$ преобразует входной непрерывный сигнал $U_3(t)$ произвольной формы (в нашем случае синусоидальный) в ШИМ-сигнал со скважностью импульсов, пропорциональной в каждый момент времени входному сигналу. На выходе модуля $A2$ (цифрового фильтра) формируется ступенчатый сигнал, каждая “ступенька” которого пропорциональна площади входного сигнала на интервале дискретизации. Модуль $A3$ работает в ключевом режиме и подключает выходной сигнал модуля $A2$ с интервалом несущей частоты. Для согласованной работы все узлы синхронизируются генератором опорного

сигнала (например, пилообразной формы), формируемого на выходе модуля А4. Наконец, выходной сигнал модуля А3 подается на вход модуля с передаточной функцией $W(t)$, реализующей интерполяционный ряд (2.1).

Рассмотрим предельный случай, когда на вход системы подается сигнал синусоидальной формы, нефинитный сигнал [184] с частотой, равной половине от несущей. Его частотная характеристика равна единице на частоте входного сигнала $U_3(t)$, на всех остальных частотах она равна нулю (см. рис. 2.6, б, точка 1), а сам выходной сигнал восстанавливается абсолютно точно и равен входному сигналу $U_3(t)$, как это и должно быть по теореме Котельникова. Но в реальных системах финитные (ограниченные по времени сигналы) содержат высшие гармоники, которые превышают несущую. На рис. 2.6, б кривая 2 является частотной характеристикой входного сигнала $U_3(t)$, финитного во времени четырьмя периодами. Как видно из рисунка, на основной частоте входного сигнала амплитуда снизилась, но появились слева и справа “хвосты” частотной характеристики. Выходной (восстановленный) сигнал содержит, кроме участка синусоиды длиной в четыре периода (от входного сигнала), еще и значения за этой границей. Таким образом, мы обобщили вывод общеизвестный вывод теоремы Котельникова на случай ШИМ-модуляции входного сигнала: входной сигнал, приближаясь к предельной частоте Найквиста, может быть абсолютно точно восстановлен только в одном (идеальном) случае, если он нефинитный и подается на вход “фильтра”, реализующего функцию (2.1).

В реальных схемах электроприводов полупроводниковые преобразователи частоты подключаются к фазным обмоткам с индуктивным характером нагрузки. При работе в замкнутых системах регулирования контуры тока многофазных схем управления с большой степенью точности (см. гл. 5) могут быть аппроксимированы передаточной функцией порядка не выше третьего:

$$W_{\text{лч}}(p) = \frac{1}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1}. \quad (2.2)$$

Фактически, фазная обмотка двигателя может рассматриваться как своего рода фильтр с максимальным порядком системы – три.

Наша задача заключается в том, чтобы определить поведение системы вблизи несущей частоты, когда фильтр описывается уравнением (2.2), а не как того требует теорема Котельникова – уравнением вида (2.1). Задача актуальна потому, что позволяет оценить границы допустимости применения классических законов управления к импульсным схемам. Эта граница может рассматриваться как предельное быстродействие, достигаемое в электроприводах, питаемых от полупроводниковых элементов.

Для решения поставленной задачи был проведен комплекс исследований на математической модели электропривода (см. рис. 2.4). Достоверность проводимых исследований в дальнейшем была подтверждена опытными исследованиями на реальных макетах электроприводов (см. гл. 5). Указанные исследования проводились в следующей последовательности: рассматривались системы первого, второго и третьего порядков, т.е. в передаточной функции линейной части (2.2) коэффициенты a_3 и a_2 в нужных ситуациях принимались равными нулю.

Наибольший интерес представляют частотные характеристики системы, когда линейная часть имела второй и третий порядок, при этом выбором соотношений обобщенных параметров системы a_1, a_2, a_3 варьировались амплитуда и положение резонансного максимума относительно несущей частоты.

На рис. 2.7, 2.8 и 2.9 даны результаты исследований для отдельно взятой частоты резонансного максимума. Здесь поверхности 2 (красным фоном) частотных характеристик электропривода зависят от частоты тестового сигнала ω и постоянной времени апериодического звена T (для рис. 2.7)

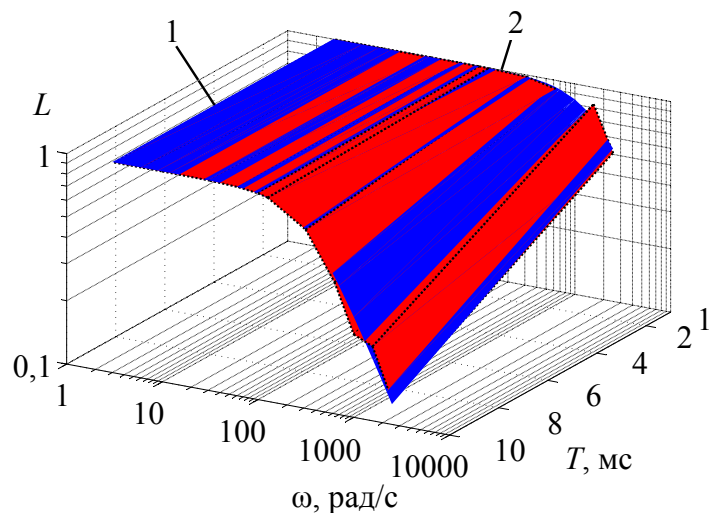


Рис. 2.7. Частотные характеристики системы, в которой линейризованная часть электропривода представлена звеном первого порядка:
1 – идеальная; 2 – экспериментальная

или показателя колебательности m (для рис. 2.8, 2.9), пропорционального ампли-

туде резонансного максимума. Во всех случаях несущая частота была фиксирована и равна 0,5 кГц. На рис. 2.8 и 2.9 представлены поверхности 1 (синим фоном) объекта управления. В случае поверхностей 1 частотные характеристики регистрировались для объектов, у которых передаточная функция была представлена непрерывными звеньями, а преобразователь был представлен линейным звеном. Как видно из рисунков, частотные характеристики в первом и во втором случаях в области низких частот (намного меньших частот Найквиста) совпадают. Как и ожидалось, при приближении частоты задающего сигнала к половине частоты от несущей появляются расхождения между поверхностями 1 и 2, причем эти отличия начинают проявляться еще задолго до частоты Найквиста и зависят они как от порядка системы (второй или третий), так и от амплитуды резо-

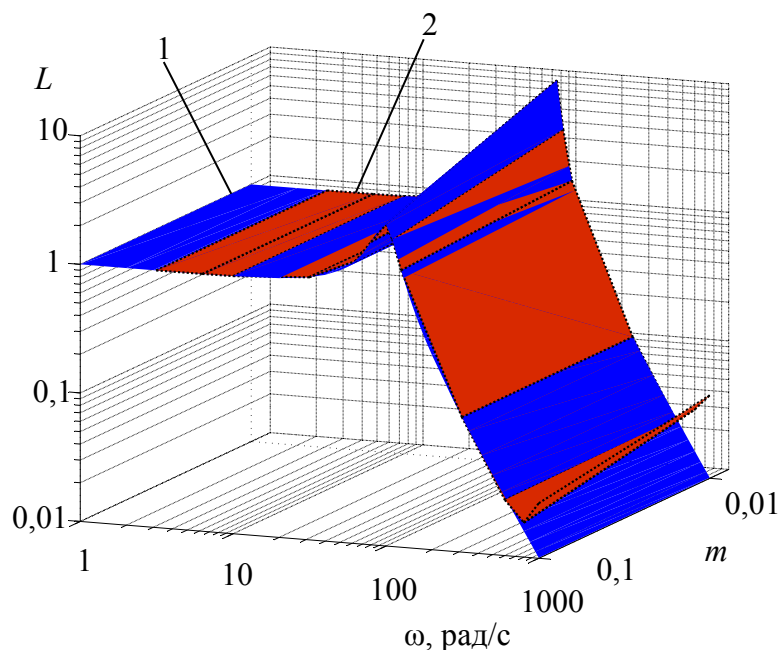


Рис. 2.8. Частотные характеристики системы, в которой линейризованная часть электропривода представлена звеном второго порядка:
1 – для непрерывной системы;
2 – для импульсной системы

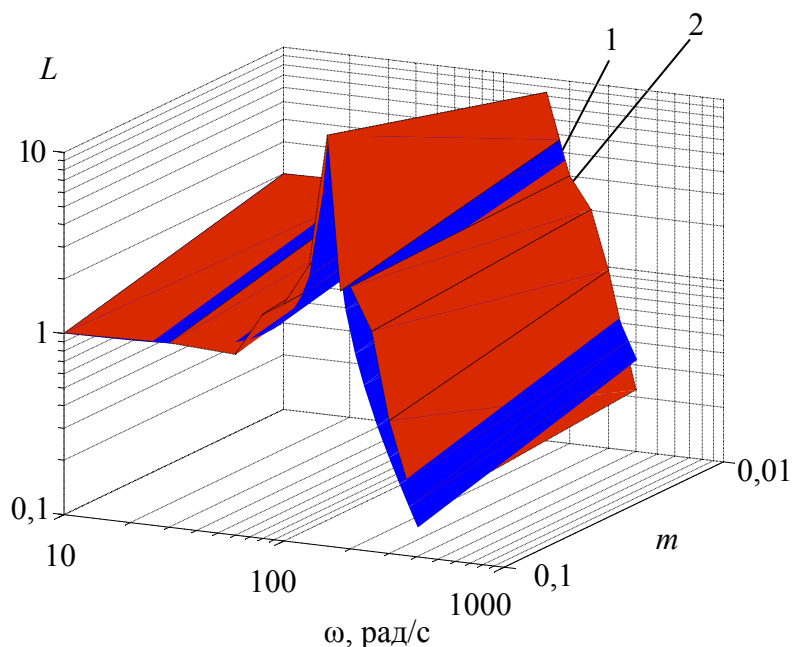


Рис. 2.9. Частотные характеристики системы, в которой линейризованная часть электропривода представлена звеном третьего порядка:
1 – для непрерывной системы;
2 – для импульсной системы

нансного максимума: частотная характеристика импульсной системы имеет незначительный подъем, в то время как частотная характеристика непрерывной системы (не содержащей импульсных элементов) снижается круто вниз. Объясняется это тем, что частотные характеристики вычисляются методом синхронного детектирования сигнала и форма опорного сигнала представляет собой синусоидальный сигнал той же частоты, что и задающий тестовый сигнал. При подаче тестового сигнала на вход нелинейных элементов (в том числе импульсных) происходит изменение спектра, чем и объясняется небольшой подъем поверхности 2. Частотная характеристика системы при дальнейшем увеличении частоты тестового сигнала за границу частоты Найквиста приводит к замедленной дискретизации измеряемого сигнала [155] и физического смысла не имеет.

Обнаруженные явления потребовали количественной оценки влияния параметров линейной части системы (2.2) на положение частоты (назовем ее граничной $\omega_{гр}$), начиная с которой необходимо учитывать импульсные свойства полупроводникового преобразователя. Для этого параметры звена (2.2) выбирались таким образом, чтобы в ходе эксперимента изменялась не только амплитуда резонансного максимума, но и его положение. При этом линейное звено имело резонансный максимум, относительная частота которого принималась: $\bar{\omega}_p = 0,32, 0,48, 0,64$.

В расчете величина расхождения между амплитудными характеристиками на граничной частоте принималась равной 5%. Чтобы избежать влияния случайной ошибки на результаты измерений, была выполнена их статистическая обработка (см. табл. 2.2). Для этого частотная характеристика была разделена на два участка. На первом участке (до частоты $\omega_{гр}$) характеристики имели различия, которые нельзя считать статистически значимыми. На втором участке эти различия оказывались существенными с вероятностью 0,95. По такой методике проводились расчеты для каждой из

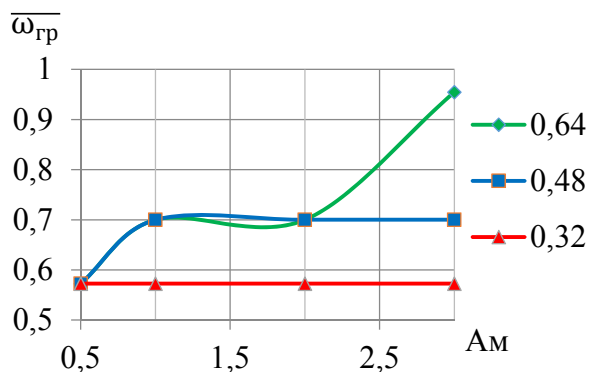


Рис. 2.10. Зависимость граничной частоты от амплитуды резонансного максимума

кривых. Показано (рис. 2.10), что величина $\omega_{ГР}$ зависит от относительного значения резонансного максимума линейной части и порядка системы.

Таблица 2.2

Результаты статистической обработки измерений граничной частоты

$\omega_{СР}$	0,64									
A_m	0,5				2			3		
$\alpha = 0,05$	ω , рад/с	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	$d_{0,5}^2$	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	d_2^2	$K_{ЭМП}$	$K_{ИД}$	d_3^2
	0,51	0,59	0,61	0,0004	1,80	1,69	0,0125	2,07	2,11	0,002
	0,57	0,58	0,55	0,0008	1,96	1,90	0,0036	2,75	2,67	0,007
	0,64	0,51	0,50	0,0001	2,00	2,03	0,0007	3,00	3,06	0,003
	0,70	0,51	0,45	0,0033	1,80	1,94	0,0184	2,50	2,63	0,017
	0,76	0,45	0,41	0,0015	1,70	1,66	0,0020	1,95	1,91	0,002
	0,83	0,43	0,37	0,0034	1,25	1,34	0,0080	1,35	1,38	0,001
	0,95	0,34	0,31	0,001	0,90	0,87	0,001	0,90	0,82	0,006
	1,00	0,33	0,29	0,0021	0,90	0,76	0,0189	0,84	0,71	0,016
$\omega_{ГР}$	0,57				0,70			0,95		
S_d	0,03				0,09			0,09		
t	2,98				4,06			2,52		

При этом $\omega_{ГР}$ не доходит до частоты Найквиста. Наиболее близкие результаты получаются при высоте резонансного максимума $A_m > 1$. Эти результаты могут рассматриваться как обобщающие для систем электроприводов переменного тока, которые показывают наличие предельной границы, за которой обязателен учет дискретных свойств объекта управления. Но, с другой стороны, эти данные не могут быть применимы при синтезе конкретных систем управления, так как с целью обобщения результатов исследований на этом этапе не учитывались нелинейный характер параметров (2.2) a_1, a_2, a_3 , зависимости высших гармоник от частоты тестового сигнала. При синтезе конкретной системы все эти обстоятельства могут быть учтены в пределах предложенной методики.

2.2.3. Анализ возможностей распараллеливания расчетов в электроприводах переменного тока

С одной стороны, при построении обобщенной математической модели электропривода (рис. 2.2), кроме “привычных” узлов с сосредоточенными пара-

метрами предложено элементы электромеханического преобразователя представлять в виде звеньев с распределенными параметрами. С другой стороны, с целью упрощения задач анализа и синтеза систем предлагается отказаться от описания полупроводникового преобразователя импульсным звеном и заменить его непрерывным с указанием границы допустимости такой замены. Несмотря на такое упрощение, в целом система уравнений для обычной ЭВМ остается объёмной и требует применения суперкомпьютерных технологий с возможностью распараллеливания вычислений. Математические модели инженерно-технических и научных задач могут содержать большую долю последовательных вычислений в общем объеме расчетов, что снижает, а иногда сводит на нет эффективность распараллеливания расчетов. Поэтому выполним оценку возможности распараллеливания расчетов принятых уравнений.

При синтезе алгоритма параллельного расчета наиболее трудоемкими в части временных затрат являются этапы генерации конечно-элементной сетки и расчета параметров магнитной системы.

Начнем анализ распараллеливания расчетов с этапа расчета параметров магнитной системы электромеханического преобразователя, так как он диктует требования к принципам генерирования сетки при разбиении магнитной системы на конечные элементы.

В (2.3) представлена система линейных алгебраических уравнений, которая записана в канонической форме относительно неизвестных магнитных потенциалов. Расчет системы уравнений (2.3) может выполняться методом Гаусса-Зейделя, который, как показано в ряде исследований [136], сходится при условии диагонального преобладания элементов. Дадим физическое объяснение этому факту. Рассмотрим случай, когда система линейных алгебраических уравнений представлена двумя уравнениями с двумя неизвестными. При выполнении условия диагонального преобладания матриц первое и второе уравнения будут описывать на плоскости прямые, имеющие существенно разные тангенсы угла наклона. Поэтому при итерационном процессе расчет решения (в данном случае эта точка пересечения прямых) будет выполняться за ограниченное количество шагов. Если же допустить, что условие диагонального преобладания матриц не

выполняется, то прямые будут иметь близкий наклон, а следовательно, условие, при котором расчет будет сходиться, нарушается: в этом случае необходим переменный шаг, но при этом высока вероятность того, что искомую точку можно будет проскочить. Указанные рассуждения можно распространить на общий случай n -ого количества уравнений.

$$\mu_1(A_1N_1^1 + A_2N_2^1 + \dots + A_iN_n^1) - \frac{Y_1S_1}{3} = 0;$$

$$\mu_2(A_1N_1^2 + A_2N_2^2 + \dots + A_iN_n^2) - \frac{Y_2S_2}{3} = 0;$$

$$\mu_3(A_1N_1^3 + A_2N_2^3 + \dots + A_iN_n^3) - \frac{Y_3S_3}{3} = 0;$$

$$\mu_4(A_1N_1^4 + A_2N_2^4 + \dots + A_iN_n^4) - \frac{Y_4S_4}{3} = 0;$$

...

...

...

$$\mu_k(A_1N_1^k + A_2N_2^k + \dots + A_iN_n^k) - \frac{Y_kS_k}{3} = 0.$$

Параллельному решению систем алгебраических уравнений посвящено большое количество публикаций. В ряде исследований предлагается закрепить за каждым процессором соответствующий столбец. Предлагаемый подход достаточно просто реализуется, но максимальное ускорение (отношение времени расчета на одном процессоре ко времени расчетов на m – процессорах) оказывается

небольшим и в пределе стремится к двум. Наибольший интерес представляет работа [164], в которой за каждым процессором закрепляется не столбец, а строка и расчет выполняется методом упреждающих вычислений: на каждом цикле расчетов всегда найдутся результаты, используемые на последующих этапах итераций. Идея метода состоит в том, что вся матрица делится по диагонали, при этом правая часть матрицы содержит элементы, которые вычислены на предыдущих этапах, а левая часть матрицы ожидает вычисление. Выполним оценку возможностей увеличения ускорения по предложенным в работе [164] расчетным формулам:

– ускорение расчетов вычисляется по известному выражению для параллельных систем

$$R = \frac{m^2 t}{m^2 t \left(\frac{1}{2ne^2} + \frac{1}{ne} \right) + t_{\text{л}} en + vmt_{\text{сл}}}, \quad (2.3)$$

где n – общее количество процессоров, $t_{\text{л}}$ – время, учитывающее задержку устройства передачи информации коммуникационного устройства; $t_{\text{сл}}$ – время передачи одного слова (байт, двойной байт и т.д., в зависимости от формата данных); m – размерность матрицы системы алгебраических линейных уравнений.

Перед составлением системы алгебраических уравнений расчета магнитных потенциалов выполняется разбиение области расчета на конечные элементы, при этом для расчета на плоскости используются треугольные элементы, а в трехкоординатной системе – тетраэдр. Задача разбиения может решаться только с применением специальных алгоритмов, которые учитывают требования к форме и размерам этих элементарных элементов. Максимальный размер треугольника определяется точностными показателями и может быть определен экспериментальным способом по условию ограничения максимальной ошибки. С другой стороны, форма треугольника должна быть “правильной”, т.е. не иметь очень острых углов. Так, в [136] установлены предельные значения углов, при которых расчет системы алгебраических уравнений сходится. Минимальное значение угла вычислялось из условия получения системы уравнений для узловых магнитных потенциалов с диагональным преобладанием коэффициентов. Показано, что

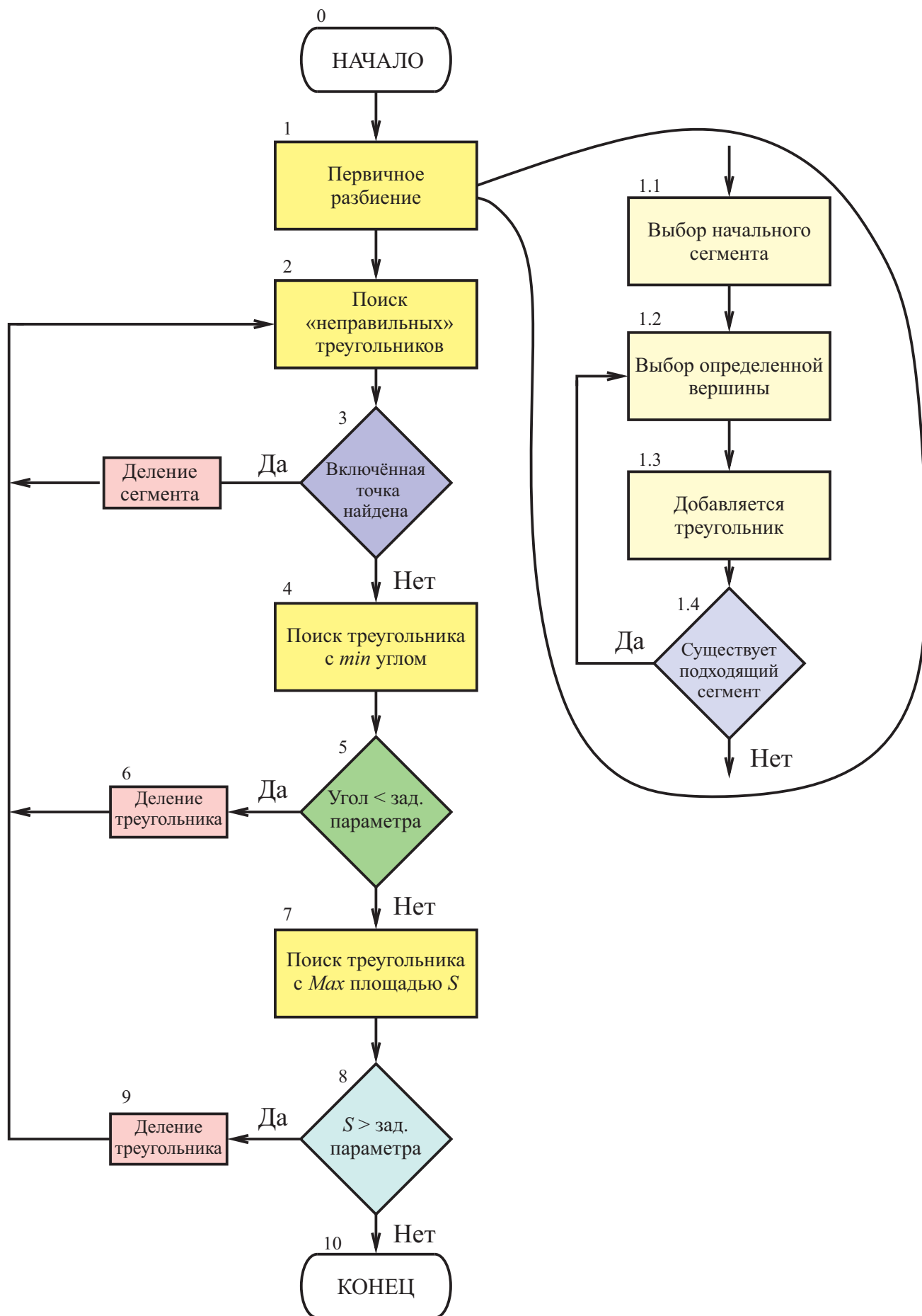


Рис. 2.11. Исходный алгоритм Рапперта разбиения на треугольные конечные элементы

критическим углом в треугольнике является величина более 156° . Этот угол получен при условии, что расчет дифференциальных уравнений методом конечных элементов выполнялся через реализацию метода Галеркина. При решении же дифференциальных уравнений методом конечных элементов в вариационной постановке задачи значение предельного угла меняется, но незначительно.

Впервые алгоритм разбиения на элементарные треугольники был предложен Раппертом [196]. Фактически метод Рапперта представляет собой этап оптимизации формы треугольника по размерам и форме. На рис. 2.11 показаны основные этапы алгоритма. Так, на предварительном этапе разбиения до оптимизации форм элементарных треугольников выполняется деление расчетной области на начальные сегменты, а затем на элементарные треугольники. Этот этап достаточно сложно делить на параллельные задачи. Как только вся область будет разделена на элементарные треугольники, начинает “работать” алгоритм Рапперта. В процессе работы алгоритма решаются три автономные задачи: поиск “неправильных” треугольников, поиск треугольников с минимальным (максимальным углом) и поиск треугольников с максимальной площадью. Каждый из этапов 2, 4, 6 (см. рис. 2.11) может быть разделен между процессорами. На рис. 2.12 дан разработанный автором модифицированный алгоритм с распараллеливанием расчетов на многопроцессорной системе. Условием устойчивой работы алгоритма является обязательное наличие центра, который будет раздавать задания между процессорами, для того чтобы не было наложения расчетов одной области несколькими процессорами.

Известно, что увеличение числа процессоров не всегда позволяет поднять ускорение расчетов. Для оценки возможностей предложенного алгоритма был выполнен расчет зависимости времени разбиения T от числа процессоров L и коэффициента b , равному отношению ускорения S к числу процессоров L (см. рис. 2.13).

Дадим анализ полученных зависимостей. Очевидно, что при малом количестве процессоров время расчета относительно возрастает, однако с ростом числа процессоров время расчета сначала уменьшается (до 5), а затем опять начинает расти.

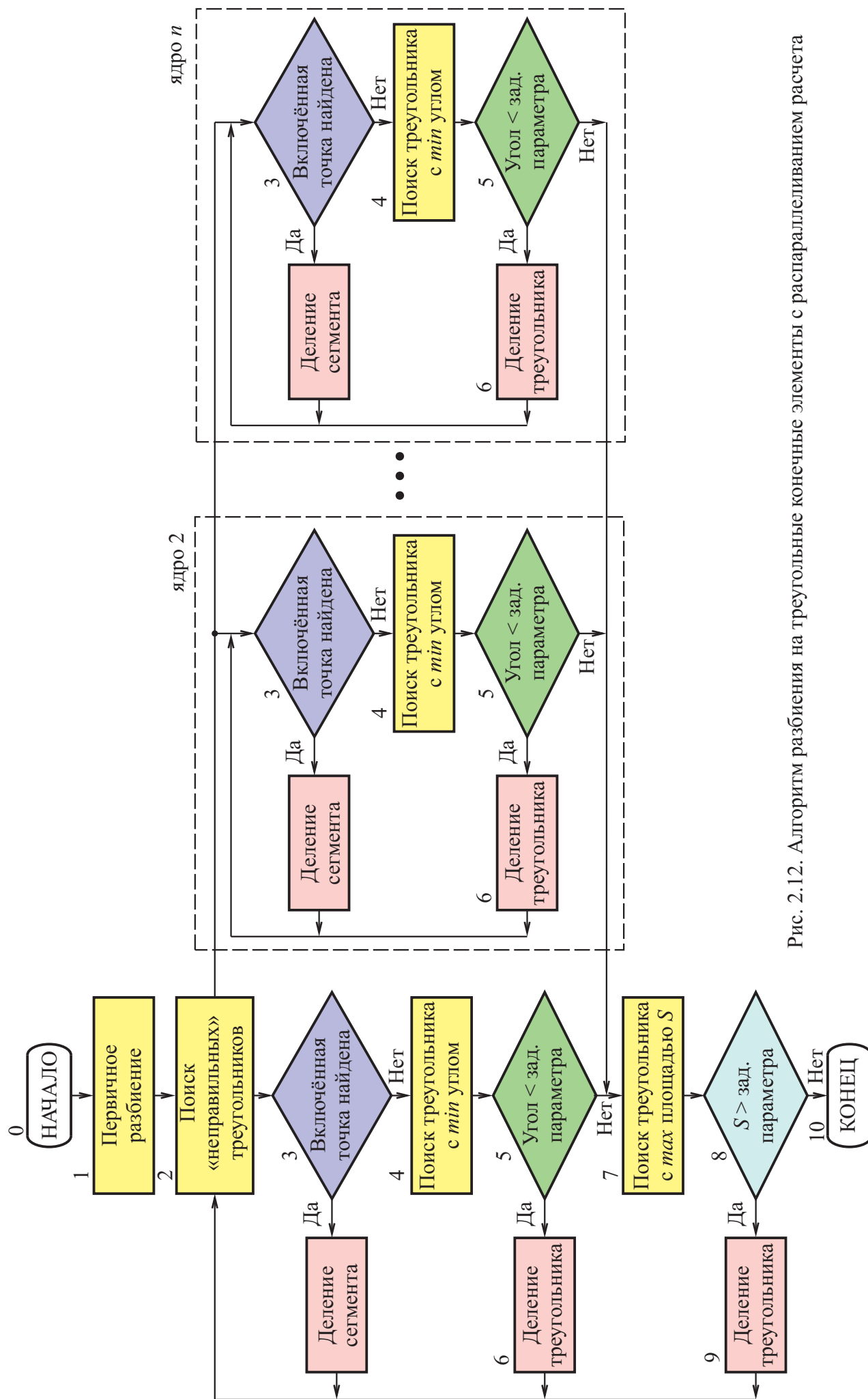


Рис. 2.12. Алгоритм разбиения на треугольные конечные элементы с распараллеливанием расчета

Связано это с тем, что возможности распараллеливания расчетов, которые косвенно учитываются параметром b , снижаются: это говорит о том, что количество параллельных блоков в расчетной системе невелико. Все узлы, которые удалось “захватить” процессорам, закончились и дальнейшее увеличение количества расчетных узлов вычислительной системы не дает эффекта.

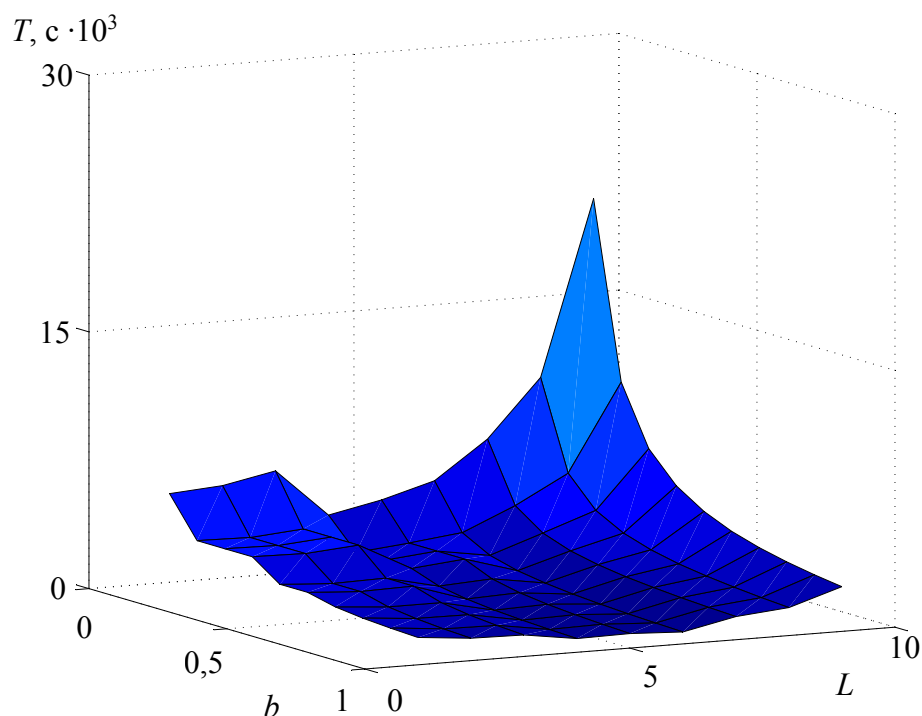


Рис. 2.13. Зависимость времени разбиения от числа процессоров L , генерирующих сетку, и коэффициента b , равному отношению ускорения S к числу процессоров L

Предлагаемый график (рис. 2.13) нужно рассматривать как рекомендацию к выбору оптимального количества процессоров при условии, что коэффициент b заранее известен. Однако, на практике требуется большой опыт, время и знания параллельных систем для того, чтобы вычислить значение b аналитически. При инженерных расчетах удобнее этот коэффициент определить экспериментально.

2.3. Анализ программно-технических возможностей суперкомпьютерного центра Скиф-Аврора

Современные суперкомпьютерные технологии позволяют значительно снизить временные затраты. В Южно-Уральском государственном университете по программе национально-исследовательского университета в рамках одного из

приоритетных направлений развития “Суперкомпьютерные и грид-технологии для решения проблем энерго- и ресурсосбережения” был реализован крупный проект по организации суперкомпьютерного центра на базе суперкомпьютера Скиф-Аврора [186].

В п.п. 2.2.3 был выполнен анализ возможностей распараллеливания разработанной обобщенной математической модели. Установлено, что из всех блоков: модуля формирования управляющих воздействий (всех мгновенных значений переменных состояния электропривода), модуля разбиения на конечные элементы, модуля расчета системы линейных алгебраических уравнений и модуля учета нелинейности магнитной системы, – только блоки разбиения на конечные элементы и модули расчета системы линейных уравнений могут быть распараллелены. Остальные модули не могут быть разделены на отдельные независимые задачи.

С целью успешного перераспределения ресурсов вычислительного устройства при синтезе алгоритма расчета дадим качественную оценку программно-технических требований к суперкомпьютеру со стороны математической модели. Эту оценку удобно выполнять в сопоставлении с современными суперкомпьютерами, входящими в топ 500 [188]. Как известно, суперкомпьютерные системы развиваются очень активно (в топ 500 вносятся изменения каждый месяц), поэтому можно сформулировать гипотезу о развитии отдельных узлов и модулей и с учетом этого дать рекомендации к синтезу расчетной модели. В табл. 2.3 выделены наиболее важные параметры, характеризующие тенденции развития распределенных вычислительных систем. Из них непосредственное влияние на скорость расчетов оказывают: пиковая производительность всего вычислителя (позволяющая оценить возможности расчетов данных с плавающей запятой); объем памяти процессора, сопроцессора и всего вычислителя в целом (позволяет оценить предельный объем данных, с которым способна работать система, а следовательно, и характером задач, вычисляемых на данной ЭВМ); тактовая частота процессора; скорость обмена данными между вычислителями; количество процессорных ядер.

Таблица 2.3

Анализ технических показателей современных суперкомпьютеров

Параметр	СКИФ-АВРОРА	Лучший в мире* СК			Лучший в мире СК (о.е.)			
		2008г	2011г	2013г	2008г	2011г	2013г	2015г
Теоретическая пиковая производительность всего вычислителя, Тфлопс	694,5	1460	11280	54900	2,1	16,2	79,1	140
Производительность на тесте Linpack, Тфлопс	100,4	1105	10510	33860	11,0	104,7	337	
Теоретическая пиковая производительность сопроцессоров одного узла, Тфлопс	1,08							
Объем памяти сопроцессоров для вычислителя в целом, Гб	1540							
Число ядер основного процессора, шт.	6	6	8	12	1,0	1,3	2,0	
Тактовая частота ядра основного процессора, ГГц	3,33	3,2	2	2,2	1,0	0,6	0,7	
Размер кэша основного процессора, Мб	12	0	6	30	0	0,5	2,5	
Количество процессорных чипов	960							
Количество процессорных ядер	5760	129600	705024	3120000	22	122	541	1800
Объем оперативной памяти, Гб	16130	73900	1410100	1024000	4,6	87,4	63,5	50
Энергопотребление, кВтТ/Тфлопс	2,8	1,7	1,12	0,32	0,6	0,4	0,1	

Большинство перечисленных показателей влияют на производительность системы в целом. Однако, такой показатель, как объем оперативной памяти,

оказывается актуальным при определении круга задач, решаемых на данном кластере. Так, при значениях объема оперативной памяти ниже допустимой проблематично выполнять расчеты в трехмерных системах на этапе разбиения магнитной системы на конечные элементы в виде тетраэдров. Еще один показатель, который не оказывает непосредственного влияния на скоростные показатели, — энергопотребление кластера на единицу вычислительной операции, оказывается актуальным на этапе планирования предельной загрузки суперкомпьютерного центра при ограничениях установленной мощности питающей подстанции. Общая потребляемая мощность суперкомпьютерного центра, которая большей частью расходуется на охлаждение вычислительных узлов, составляет более 100 кВт. Однако, если бы мы применили другие системы охлаждения (в нашем случае это жидкостное), затраты на потребляемую мощность возросли бы на 40%, что при существующих мощностях послужило бы существенным ограничением на допустимую загрузку кластера [186].

Как показал анализ табл. 2.3, вычислительные возможности суперкомпьютера Скиф Аврора по данным 2013 года, уступают лучшим в мире аналогам по разным позициям от 60 до 500 раз. При выполнении ряда хоздоговорных тематик нашим коллективом [172, 175] выполнялся анализ и был дан прогноз развития основных модулей и узлов современных суперкомпьютеров. Наиболее динамично развиваются вычислительные мощности в части пиковой производительности, примерно со скоростью 40 Тфлопс/в год, количество процессорных ядер, — примерно, 200 процессоров/в год. Несколько иным путем идет развитие модулей оперативной памяти. Если до 2011 года количество модулей оперативной памяти увеличивали, то к 2013 году этот показатель перестал изменяться. Правда, необходимо учитывать, что качественные показатели модулей оперативной памяти (скорость доступа) продолжают улучшаться.

На этапе выбора программных средств было принято решение отказаться от разработки самостоятельных вычислительных продуктов, реализующих в полном объеме алгоритмы разрабатываемой математической модели, а воспользоваться теми программными модулями, которые присутствуют на рынке. Такое решение имеет свои положительные и отрицательные стороны. С одной стороны,

использование “чужого” программного обеспечения требует “довериться” разработчику и подробно исследовать те недоговоренности, которые не озвучены в документации. С другой стороны, современные крупные фирмы-производители, которые специализируются только на этих задачах, за счет тиражируемости и многократной апробации при решении многочисленных реальных производственных задач, ушли далеко вперед от научных коллективов, занимающихся комплексными задачами разработки электротехнических систем и комплексов. Выбор в пользу конкретного программного обеспечения диктовался рядом критериев: известностью, авторитетом, надежностью партнера, сервисным обслуживанием, технической поддержкой. С этой целью был составлен список возможных поставщиков. Каждому из перечисленных критериев был присвоен весовой коэффициент 1, за исключением последнего – 1,5. Техническая поддержка – наиболее важный показатель, так как на основании консультаций со специалистами можно раскрыть принципиальные алгоритмы построения программных узлов и использовать их более корректно. Этим требованиям соответствует программный продукт Ansys Academic Research EM. Отличительной особенностью компании, реализующей эту расчетную программную среду, является интеграция ряда модулей, в которых могут быть решены задачи расчета магнитной системы электромеханических преобразователей (Ansys Maxwell), формирования управляющих воздействий (Ansys Simplorer). В рамках финансирования Национального исследовательского университета была приобретена лицензия на данный продукт (Customer Number: 1021134) [185].

Такой обстоятельный анализ возможностей и тенденций развития современных суперкомпьютерных технологий был необходим для выбора стратегии синтеза алгоритма расчетной модели. Так, при решении задачи разбиения на элементарные конечные элементы наиболее важным оказывается показатель – объем оперативной памяти, в меньшей степени – количество процессорных ядер. Это объясняется тем, что на данном этапе при разбиении на ряд независимых задач приходится больше ресурсов тратить на сохранение данных об этих элементарных областях и в меньшей степени – выполнять собственно расчетные процедуры. Как показывает практика и экспериментальные исследования, приемлемая

точность расчетов при решении задач в электроприводе может быть достигнута при количестве элементарных областей от 30 до 50 тысяч. В системах, в которых электромеханический преобразователь имеет более сложную конфигурацию, эти показатели увеличиваются в 2-3 раза. Ситуация изменяется при расчетах электромеханических систем для трехмерных задач. Тогда количество элементарных узлов возрастает от одного до нескольких порядков. Примерно во столько же раз требуется увеличивать оперативную память. В табл. 2.3 дан общий объем оперативной памяти для кластера Скиф Аврора (более 1500 Гб). В реальности этот объем недоступен. Весь объем памяти можно реализовать, если сосредоточить всю вычислительную мощность для решения своей задачи. Как показывает практика, при совместном доступе рядом научных коллективов к кластеру этот объем ограничивается 300 Гб. Решение задачи разбиения на элементарные узлы в трехмерной постановке для такого объема памяти становится нереализуемым. Частично она решалась путем выделения типового сегмента (например, полюсного деления двигателя) и расчет выполнялся для него. В тех случаях, когда этот подход не помогал, приходилось ставить и решать пространственную задачу в двухмерной постановке.

Второй расчетный блок содержал систему линейных дифференциальных уравнений. Как правило, если удалось успешно выполнить процедуру разбиения на элементарные области электромеханического преобразователя, то на втором этапе задача расчета уравнений будет решена. Быстродействие же будет определяться следующими показателями: количеством ядер (фактически – количество уравнений, которое может быть обчислено одновременно) и скоростью обмена между узлами, выполняющими автономные расчеты. Из табл. 2.3 следует, что общий объем процессорных ядер с учетом многоядерного исполнения одного процессорного модуля составляет 5760 элементов. При количестве уравнений от 50 до 300 тысяч доля объема одновременно решаемых уравнений составляет от 2 до 10%. С другой стороны, скорость коммуникаций между процессорными системами (теоретическая) составляет около 40 Гбит/с (табл. 2.3). Предельный

объем данных, которым подлежит обмениваться между всеми процессорами, составляет от 1 до 3 Гб. По этим показателям можно дать предварительную оценку задержки, которую вносит коммуникационная сеть в общее расчетное время.

2.4. Алгоритм расчета математической модели с распараллеливанием вычислительных операций

Рассмотренные этапы синтеза математической модели и возможные варианты распараллеливания расчетов представлены на рис. 2.14. Идея обобщенного алгоритма рассмотрена в [37, 129, 120] с позиции расчетов на однопроцессорной системе.

Предложенный авторами [129] алгоритм был модернизирован по следующей расчетной схеме. Во-первых, была добавлена система управления электродвигателем, которая формирует управляющие воздействия в виде задающих сигналов. Данный блок удобнее всего реализовывать в среде Ansys Simplorer. На этом этапе задача не может быть распараллелена. По результатам сравнения управляющих сигналов и текущих значений координат электродвигателя в системе формируется вектор задающих токов, который подается на блок электромеханического преобразователя. Расчет последнего удобнее всего выполнять в модуле Ansys Maxwell. Коммуникационная связь между этими блоками выполнялась программно и на скорость распараллеливания расчетов не оказывала влияния. В блоке 3 (см. рис. 2.14) выполняется генерация конечно-элементной сетки. В качестве алгоритма разбиения использовался разработанный автором модернизированный алгоритм Рапперта (см. рис. 2.11). На этом этапе устойчивость расчетов

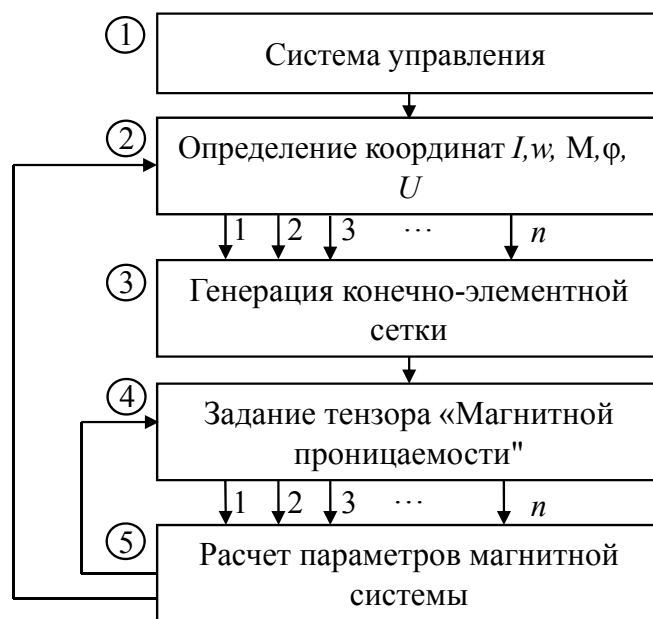


Рис. 2.14. Алгоритм параллельного расчета обобщенной математической модели электропривода

зависит только от объема оперативной памяти. При критическом значении памяти (это, как правило, происходит при 3-D расчетах) приходится выполнять замену алгоритма на 2-D модель.

Задание тензора “Магнитной проницаемости” выполняется на четвертом этапе. Сам тензор задается по типу электротехнического железа, используемого при разработке электромеханического преобразователя. Этот этап является наиболее важным, так как неточное задание параметров тензора сводит на нет все усилия, связанные с разработкой обобщенной математической модели. Более того, значительные расхождения между фактическими и заданными данными магнитной проницаемости могут привести к погрешностям расчетов, превышающим те, что дают математические модели с сосредоточенными параметрами. Сложность задания параметров тензора заключается в том, что выбор исходных данных выполняется по информации, содержащейся в справочниках на электрические машины [3, 23, 65, 68, 105]. Эти данные являются расчетными для обычных математических моделей и имеют именно для них приемлемую точность. В нашем случае приходится более критично оценивать параметры магнитной системы.

На этапе 5 рассчитывается система линейных алгебраических уравнений. В качестве алгоритма распараллеливания использован метод, описанный в п.п. 2.2.3. Здесь наибольший эффект от распараллеливания достигается за счет применения упреждающих вычислений, что способствует снижению доли расчетного времени на обмен информацией между процессорами.

После расчета этапа 5, выполняется сопоставление данных, заданных на этапе 5 с полученными параметрами тензора магнитной проницаемости и при необходимости выполняется возврат к этапу 4. На практике число итераций данного этапа не превышает 5-8. Далее сравниваются текущие значения токов в системе с заданными. При рассогласовании процесс расчета продолжается до тех пор, пока система не перейдет к квазиустановившемуся режиму. Экспериментально установлено, что доля расчетного времени в модуле Ansys Simplorer не существенная. Основные вычислительные мощности ЭВМ расходуются на расчет магнитной системы электромеханического преобразователя.

С целью рационального перераспределения ресурсов вычислительной системы между блоками “Генерация конечно-элементной сетки” и “Расчет параметров магнитной системы” был предложен критерий минимизации расчетного времени в виде функции:

$$\sum_{min} t_i = t_1(\Delta t) + t_2(\Delta t) + t_3(L, p)b + t_4(\Delta t) + t_5(L, p)a. \quad (2.4)$$

Здесь, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5 – интервалы времени расчетов, каждого из блоков алгоритма (см. рис. 2.14); b – отношение ускорения расчета генерации сетки к числу процессоров L ; a – отношение ускорения расчета линейных алгебраических уравнений к числу процессоров p . Значения параметра b может быть оценено по рис. 2.13. Оценка параметра a выполняется по источнику [164] и в соответствии с рекомендациями п. 2.2.3. Интервалы времени t_1, t_2, t_5 при распределении процессоров были приняты условно постоянными, хотя в действительности они при изменении соотношений t_3, t_5 незначительно изменяются.

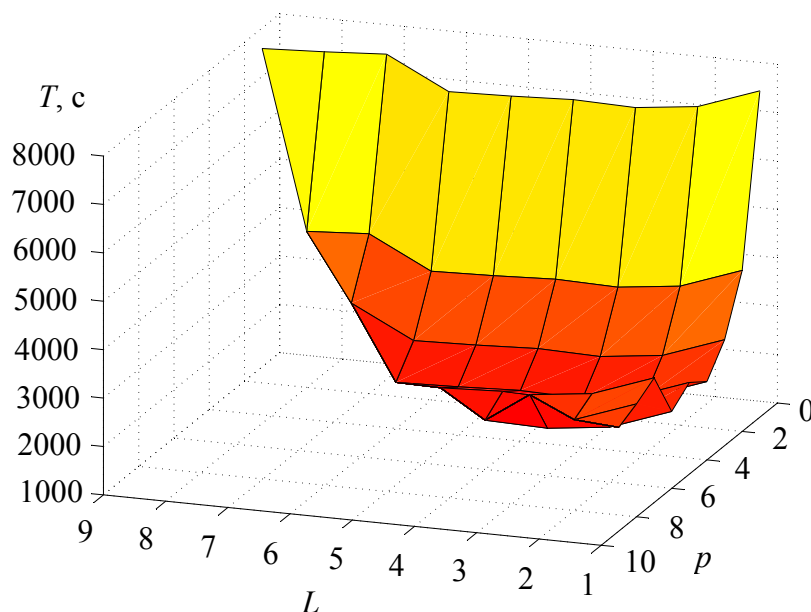


Рис. 2.15. Зависимость времени расчета от числа процессоров L , генерирующих сетку и количества процессоров p , выполняющих расчет параметров магнитной системы и координат электропривода

На рис. 2.15. представлена зависимость времени расчета от числа процессоров, соотношения числа процессоров, генерирующих сетки и выполняющих расчет параметров магнитной системы. При этом суммарное количество процессо-

ров принималось: $L + p = \text{Const}$, т.е. учитывалось, что исходный ресурс расчетных мощностей ЭВМ ограничен. Предлагаемая зависимость носит условный характер, так как рассчитывалась из условия общего количества процессоров 10 и для конкретных значений параметров a и b . Но при этом общность при синтезе алгоритма не нарушается.

Дадим анализ полученной зависимости. В крайних точках при минимальном количестве процессоров p , независимо от количества процессоров L , общее расчетное время остается примерно постоянным. Очевидно, что для расчета выбрано соотношение параметров, при котором $a \gg b$. Поэтому перераспределение процессоров в пользу блока 5 (см. рис. 2.14) является очевидным решением. Более интересным оказывается поведение поверхности вблизи минимума расчетного времени. При переходе от точки к точке значения критерия изменяются в диапазоне от 2000 до 3000 с, что составляет 50%. Таким образом, чтобы обеспечить приемлемую точность решения, необходимо сформулировать требования к точности определения параметров a и b . Причем, нет необходимости вычислять с приемлемой точностью каждый из параметров. В данной ситуации достаточно задаться точностными требованиями к параметру b .

На последнем этапе синтеза алгоритма оптимизации полезно дать оценку эффективности распараллеливания расчетов электротехнической системы, на основании чего будет делаться вывод о необходимости использования суперкомпьютерного центра или обычной вычислительной машины.

Сначала, как всегда, такую оценку выполним на конкретном примере, а затем попытаемся обобщить этот результат.

На рис. 2.16. даны основные показатели эффективности расчетов по критериям Густафсона и Амдала [131] Кривая 2 (см. рис. 2.16) показывает, как изменяется

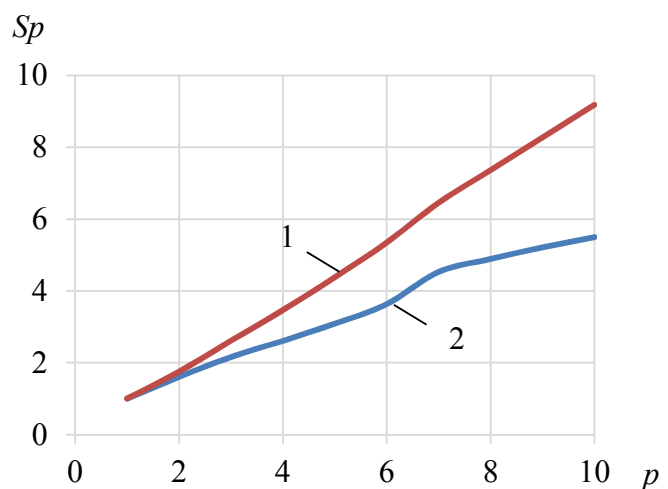


Рис. 2.16. Основные показатели эффективности параллельных расчетов:
1 — ускорение по закону Густафсона,
2 — ускорение по закону Амдала

ускорение расчетов S_p от числа процессоров по закону Амдала. Этот показатель дает оценку доли программы, которая может быть распараллелена относительно последовательно выполняемого кода. Очевидно, что чем меньше доля последовательного кода, тем выше ускорение. В пределе ускорение S_p является линейной функцией относительно p . На кривой 1 рис. 2.16 представлена зависимость ускорения расчетов от количества процессоров по закону Густафсона. Как известно [22, 131], закон Густафсона строится из предположения о том, что с увеличением процессоров изменяется и объем вычислений, поэтому доля последовательной части изменяется (уменьшается). На рис. 2.16 видим, что независимо от доли последовательного кода ускорение расчетов является линейной функцией количества процессоров. Фактически кривую 1 необходимо рассматривать как предельную характеристику, к которой будет стремиться ускорение, если суметь поднять долю данных для вычисления. В нашем случае оценка эффективности расчетов выполнялась для случая электромагнитного расчета электропривода с СРМНВ по разработанному алгоритму (см. рис. 2.14) на 10 процессорах по критерию минимума расчетного времени. Как показывал расчет, на кривой 2 наблюдается насыщение величины ускорения. Это говорит о существенной доле последовательных операций в общем объеме вычислений. Она составляет более 40%, так как построенная кривая является экспериментальной и учитывает увеличенный объем обрабатываемой информации. Строго говоря, называть кривую 2, как построенную по закону Амдала, нельзя. Дадим оценку, какой из расчетных модулей алгоритма (рис. 2.14) дает высокую долю последовательных операций расчета. Предложенное перераспределение процессорных ресурсов по критерию (2.4) предполагает, что этапы 3 и 5 (рис. 2.14) абсолютно независимы между собой, однако в реальности это неосуществимо. Упреждающая генерация сетки, которая выполняется группой процессоров L во время расчетов параметров магнитной системы процессорами p , занимает большее время, поэтому процессорам L приходится ожидать результаты для дальнейшего расчета магнитной системы. Эту ситуацию можно изменить, если при вращении вала зафиксировать сетку магнитных участков, а генерировать её только для воздушного зазора.

2.5. Оценка адекватности предложенной математической модели

Предложенная модель сопоставлялась с общепринятыми методиками расчетов электроприводов переменного тока. В качестве примера были взяты серийные асинхронные электроприводы серии 4А. Чтобы ослабить влияние случайных факторов, была выполнена статистическая обработка результатов сопоставления предложенной и общепринятой математических моделей. В качестве аппарата статистического анализа была принята методика парной выборки результатов [46, 47]: в каждом случае выбирались данные расчета конкретного асинхронного электропривода по традиционной Т-образной схеме замещения и по предложенной обобщенной математической модели. При номинальных нагрузках расчетные данные сопоставлялись с каталожными. Генеральной совокупностью данных являются все электрические машины, производимые электротехнической промышленностью. С целью снизить трудозатраты, объем выборки был ограничен 16 позициями. Эта выборка выполнялась табличным способом: каталожные данные были разделены на три группы по критерию мощности. В каждой из групп выбиралось равное количество двигателей. Так как этот объем не превышает 30 единиц, то для анализа было применено распределение Стьюдента.

В табл. 2.4 даны результаты расчета 3 двигателей. Расчет выполнялся в следующей последовательности. Сначала при номинальной нагрузке в асинхронных электроприводах вычислялись токи по Т-образной схеме замещения (и по предложенной обобщенной математической модели). Для конкретного двигателя находилась разница между расчетным и каталожным значениям, эта разница возводилась в квадрат. Затем вычислялось стандартное отклонение выборки, по которому вычислялся квантиль Стьюдента t . Предполагалось, что математическое ожидание μ_{d1} разницы d_1 всей генеральной совокупности равно нулю.

В табл. 2.4 приняты обозначения: $I_{\text{КАТ}}$ – каталожное значение тока; I_{1RM} , M_{KRM} , – расчетные значения тока и критического момента, полученные по Т-образной схеме замещения; I_{1M} , M_{KM} – расчетные значения тока и критического момента, полученные по предложенной обобщенной математической модели; d_{1RM}^2 ,

d_{1M}^2 – квадраты разностей между каталожным значением тока и токами I_{1RM} , I_{1M} соответственно; d_2^2 – квадрат разности между значениями критических моментов M_{KRM} и M_{KM} ; s_d – стандартное отклонение разностей парных выборок; t – квантиль Стьюдента; μ_d – среднее значение парных разностей из генеральной совокупности электрических машин.

Таблица 2.4

Результаты статистической обработки матмодели

n	Типоразмер	I_{1KAT}	I_{1RM}	d_{1M}^2	I_{1M}	d_{1RM}^2	M_{KM}	M_{KRM}	d_2^2
1	4A71B2Y3	2,47	2,3	0,028	2,67	0,039	6,5	19,4	166
2	4A80B2Y3	4,62	4,4	0,047	4,95	0,112	17,0	26,5	90,2
3	4A100L2Y3	10,45	10,7	0,061	10,42	0,001	34,6	45	108,6
4	4A160S2Y3	28,38	26,8	2,5	29,8	2,14	96,8	104,9	65,4
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...
16	4A355S6Y3	288	285	10	282	43	3410	4810	1950000
$s_d = \sqrt{(\sum d^2 - (\sum d)^2/n)/(n-1)}$				3,92		9,84			643
$t = (\bar{d} - \mu_d)/s_d/\sqrt{n}$				1,54		0,75			2,3

Как показали результаты расчета по предложенной математической модели, коэффициент t распределения Стьюдента оказался меньше критического 2,1 (см. табл. 2.4, столбец d_{1M}^2). Такой же статистический вывод с достоверностью 0,95 можно сделать и по отношению к расчетам по общепризнанным методикам, выполняемым по электрическим схемам замещения с сосредоточенными параметрами.

Наиболее интересные результаты получились в области критических и за-критических скольжений асинхронного электропривода. В этой области доверять каталожным данным не приходится, так как они чаще всего носят только расчетный характер и редко экспериментально проверяются на заводах-изготовителях электродвигателей. Поэтому было принято решение выполнять сопоставление с той методикой, которая в наибольшей степени учитывает насыщение магнитной системы. Этому требованию в полной мере соответствует разработанная в данной работе обобщенная математическая модель. При этом автор отдает себе отчет

в том, что полученные результаты требуют критической оценки, так как точность и качество расчетов определяется не только объемом заложенного математического аппарата, но и достоверностью исходных данных (электротехническими и механическими параметрами электрической машины). В любом случае, расчеты, полученные по разработанной математической модели, могут быть использованы для статистической оценки достоверности каталожных и расчетных данных, полученных на основании упрощенных моделей. При статистической обработке результатов воспользуемся, как и в первом случае, парной выборкой из генеральной совокупности с использованием таблиц данных. В качестве основной примем гипотезу о том, что разница между значениями критического момента, полученными по Т-образной схеме замещения и обобщенной математической модели незначительна (стремится к нулю) при статистической вероятности, равной 0,95.

Обратная гипотеза будет утверждать, что в пределах статистической вероятности 0,95 эта разница существенная.

С учетом того, что объем выборки ограничен 16 электрическими приводами, воспользуемся опять распределением Стьюдента. В этом случае статистика $t = 2,3$ (см. столбец d_2^2) превышает критическое значение, а следовательно, можно утверждать, что со статистической вероятностью 0,95 можно утверждать, что верна вторая гипотеза: данные, получаемые по двум методикам, отличаются более, чем в 2,3 раза, что превышает допустимое значение квантиля Стьюдента для выборки из 16 единиц (2,1).

На основании изложенного можно заключить, что при расчете электроприводов в области критического и закритического момента использование традиционных математических моделей некорректно из-за весьма приближенного учета насыщения магнитной системы.

Попытаемся дать физическое обоснование полученному результату. На рис. 2.17 представлены зависимости индукции в зазоре двигателя от момента и от угла между пространственными векторами токов ротора и статора при номинальном (а) и критическом (б) статорных токах, а также векторные диаграммы, поясняющие работу электропривода в разных режимах (вблизи номинальной точки и при перегрузках), а именно, был выполнен детальный анализ картины

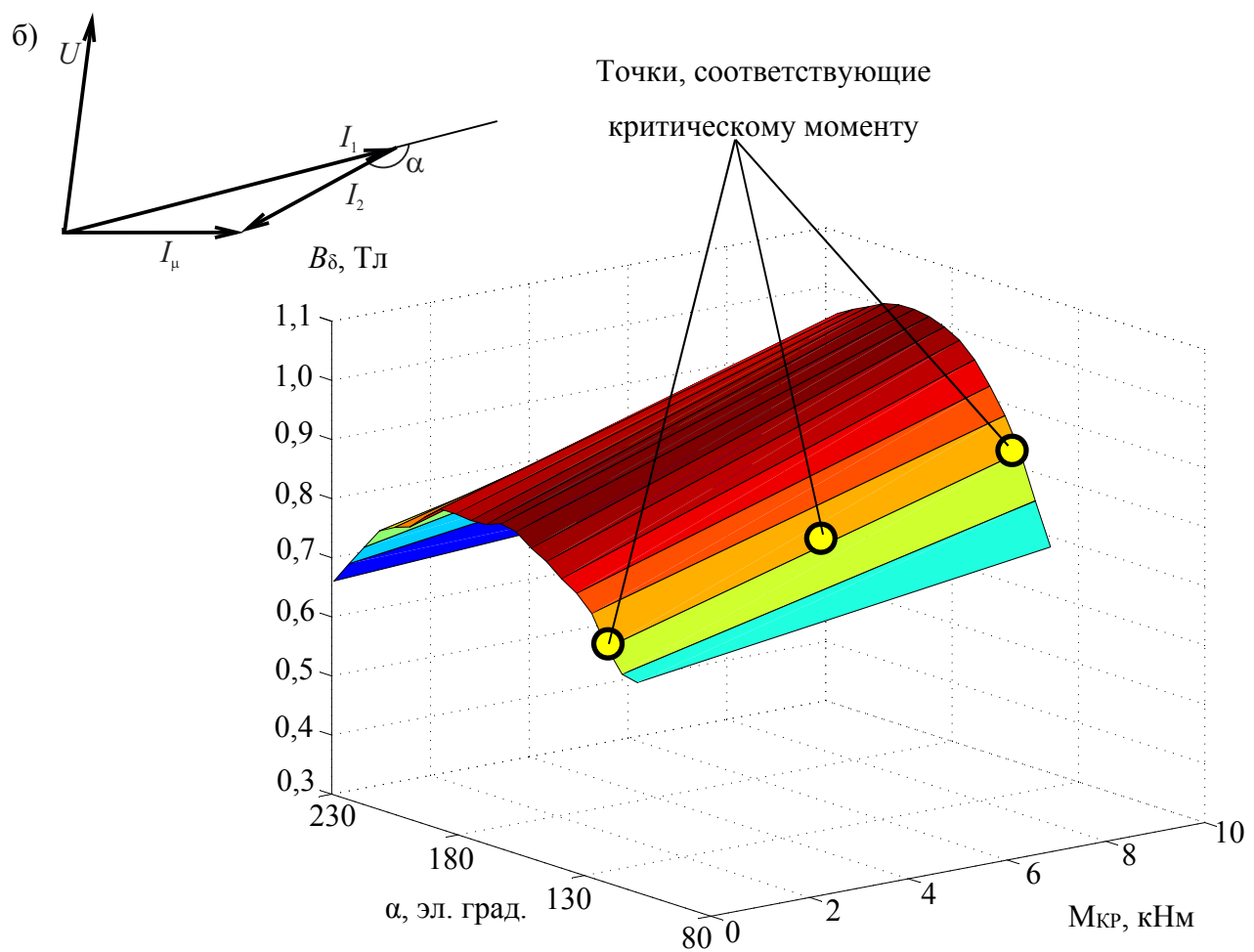
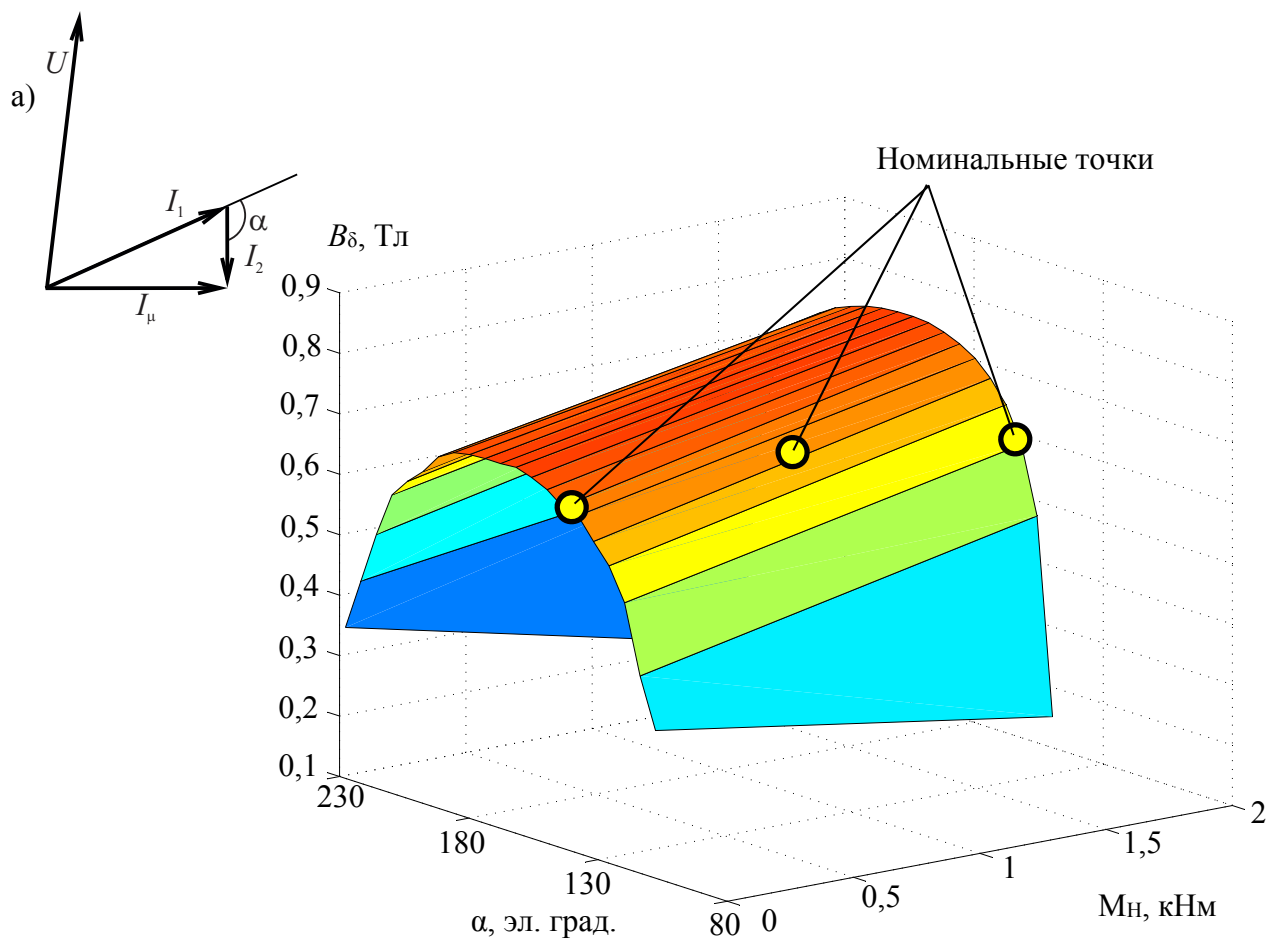


Рис. 2.17. Векторные диаграммы и зависимости индукции в зазоре двигателей от момента и от угла между пространственными векторами токов ротора и статора при номинальном (а) и критическом (б) статорных токах

магнитных полей в зазоре электрической машины при токах, соответствующих номинальному режиму работы, и при перегрузках. Конечно, в асинхронных электроприводах не удастся системой управления регулировать пространственный угол между векторами МДС статора и ротора, он получается в соответствии с электромагнитным состоянием машины [128]. Но анализ картины магнитных полей при разных углах управления позволит более детально взглянуть на природу электромагнитных взаимодействий. Так, если менять угол между векторами МДС статора (обозначим его I_1) и МДС ротора (I_2), то кривая индукции как функция угла и номинального момента будет изменяться при неизменных значениях линейных нагрузок статора и ротора. Это объясняется тем, что степень насыщения магнитной системы зависит не только от величин МДС, но и от их взаимного расположения. В двух крайних точках, там, где индукция максимальная и минимальная, векторы МДС сонаправлены и встречно направлены соответственно. Поэтому учитывать насыщение магнитной системы только как функцию тока в электрической машине некорректно. В асинхронном электроприводе положение рабочей точки меняется в функции нагрузки. На рис. 2.17, б показаны аналогичные зависимости, но полученные в режиме перегрузок. Как видно из рис. 2.17, кривая индукции уплотняется (имеет менее выраженный максимум), меняется и положение рабочей точки (на рисунке она показана для разных номиналов двигателей красными точками).

2.6. Частные случаи математических моделей электроприводов переменного тока

Разработанная математическая модель была успешно использована при описании процессов в электроприводах переменного тока с различной конфигурацией электромеханического преобразователя. Она позволила описать систему при номинальных нагрузках и, что особенно ценно, – в зоне перегрузок. Дадим результаты исследований в частных случаях разработанной математической модели, которые сопоставлялись с экспериментальными данными, полученными на реальных макетах электроприводов переменного тока. Во всех случаях геометрическая модель электромеханического преобразователя выполнялась в программе

SolidWorks, что позволило значительно сэкономить время на этапе подготовки данных. Расчет магнитной системы электромеханического преобразователя выполнялся в модуле Ansys Maxwell. Во всех случаях использовалась векторная система управления со своими особенностями для конкретных типов электрических машин и была реализована в модуле Ansys Simplorer. Связь между программными модулями осуществлялась путем настройки обмена данными в режиме “реального” времени. Как только расчет магнитной системы был выполнен для заданной точки, вектор данных передавался в модуль системы управления. По результатам расчетов модуля Ansys Simplorer формировался вектор управляющих воздействий, который в свою очередь передавался по каналам связи обратно в модуль Ansys Maxwell.

2.6.1. Математическая модель асинхронного электропривода

На рис. 2.18 представлена обобщенная математическая модель асинхронного электропривода с векторным управлением координат. Наиболее распространенной системой векторного управления асинхронными электроприводами является система косвенного поддержания потока ротора. Особенности настройки и наладки этих типов электроприводов подробно описаны в технической литературе [12, 13, 165]. Более того, в асинхронных электроприводах считаются давно решенными задачи экстремального управления как для статических, так и для динамических режимов работы [90, 91, 92, 93, 103, 104]. Но, как отмечалось ранее, в этих работах слабое внимание уделялось работе электропривода в зоне перегрузок, а учет нелинейности магнитной системы выполнялся упрощенно без учета характера распределения линий магнитной индукций.

Остановимся на ряде особенностей, характерных для разработанной обобщенной математической модели электропривода. В существующих моделях расчет параметров математической модели потока (узел показан на рис. 2.18) выполняется по системе уравнений баланса напряжений статорных и роторных цепей, а электромагнитный момент, как правило, рассчитывается энергетическим методом. В нашем случае данные для расчета математической модели потока

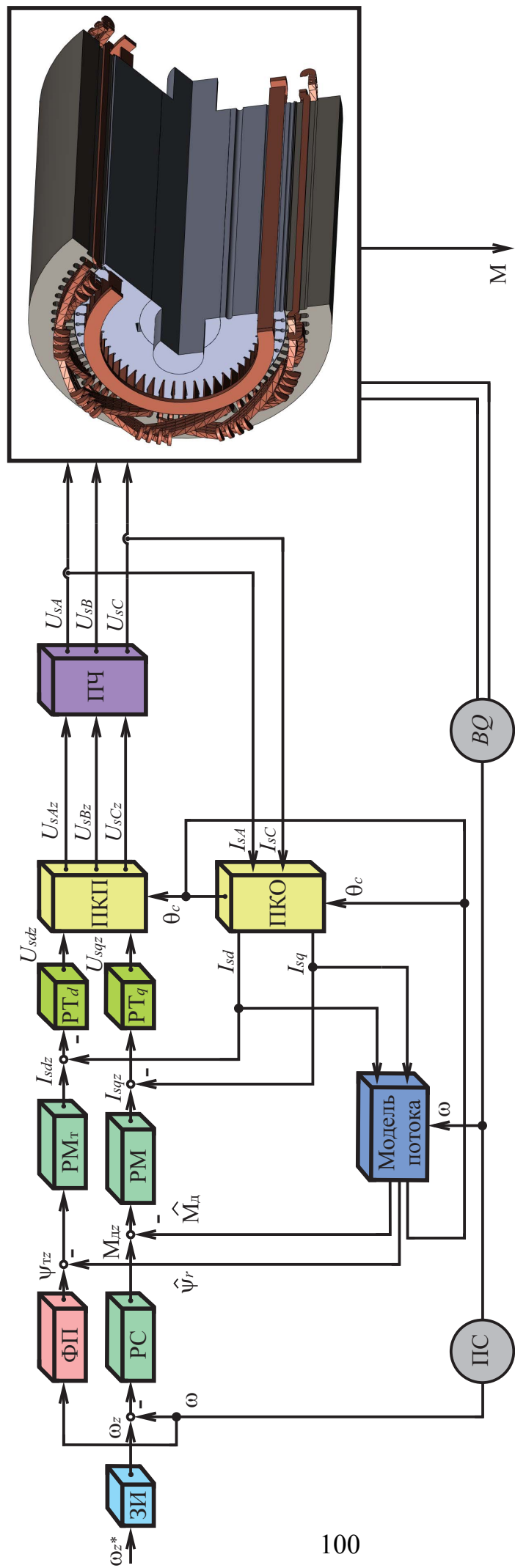


Рис. 2.18. Математическая модель асинхронного электропривода с векторным управлением координатами при поддержании постоянства потока ротора

получались из модели электромеханического преобразователя (эта связь на рис. 2.18 не показана). На схеме показано, что задание на поток идет с выхода функционального преобразователя ФП и является зависимым от скорости. При работе электропривода в зоне повышенных скоростей задание на поток снижается, тем самым реализуется режим ослабления поля. С исследовательской целью задание на поток возбуждения регулировалось независимого от скорости. Расчет переменных асинхронного двигателя выполнялся методом конечных элементов. Дополнительное удобство использования метода конечных элементов заключается в том, что нет необходимости в поиске параметров электрической машины, так как они могут быть получены в результате расчета магнитной системы для любого электромагнитного состояния.

Проведем анализ процессов в электроприводе при изменении момента сопротивления на валу двигателя. На рис. 2.19 представлена расчетная поверхность (1) – зависимость статорного тока от момента сопротивления на валу и от составляющей тока возбуждения. Выше проходит поверхность (2), полученная экспериментально. Экспериментальные измерения выполнялись на базе лабораторного макета асинхронного электропривода с преобразователем частоты модульной серии Sinamics S120, технические характеристики которого представлены в [197]. Система регулирования лабораторного макета полностью соответствовала модели (рис. 2.18).

Незначительные расхождения как в зоне номинальных нагрузок, так и при перегрузках обусловлены недостоверными данными параметров железа (зависимости $B(H)$). При этом ошибка сохранялась во всем диапазоне измерений.

Анализ динамических характеристик асинхронного электропривода не выполнялся, так как это выходило за предмет исследований диссертации. Разработанная математическая модель была использована при обосновании математических моделей, которые необходимы для оценки удельных массогабаритных показателей асинхронных электроприводов (см. гл. 3).

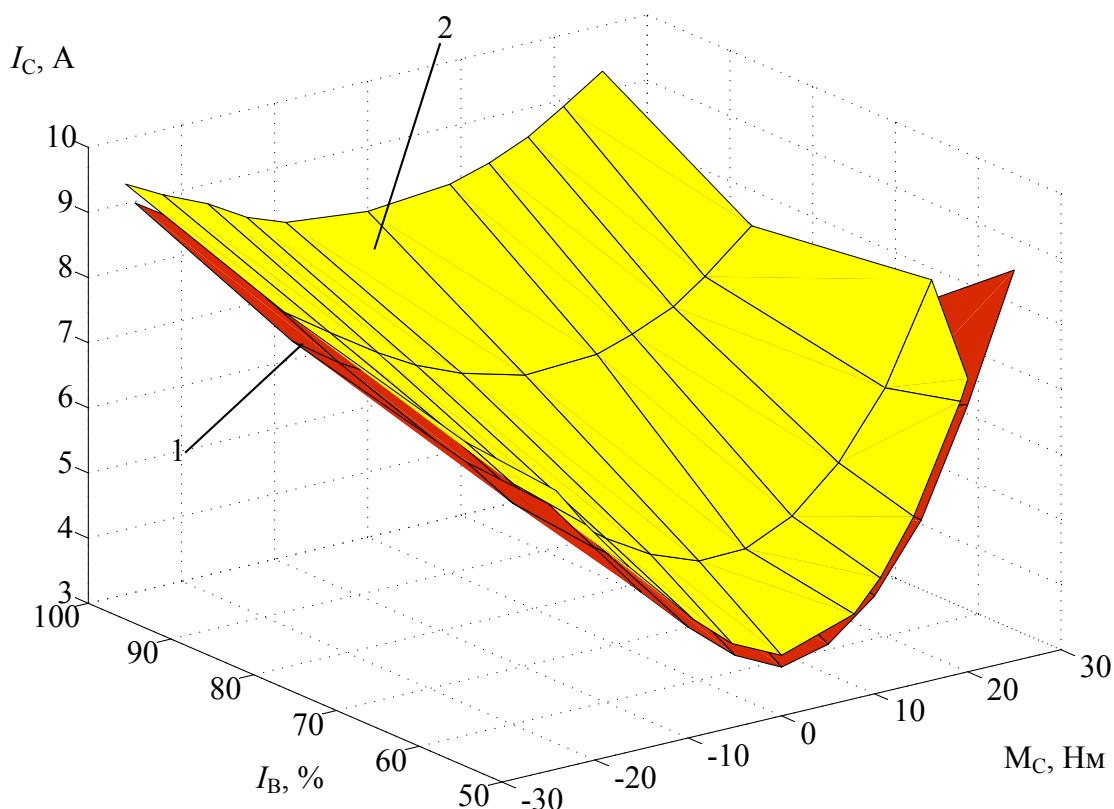


Рис. 2.19. Расчетная (1) и экспериментальная (2) зависимости тока статора I_c асинхронного электропривода от момента сопротивления на валу M_c и составляющей тока возбуждения I_b

2.6.2. Математическая модель синхронного электропривода

На рис. 2.20 представлена обобщенная математическая модель синхронного электропривода с нулевым заданием i_d составляющей статорного тока, что обеспечивает ортогональное расположение векторов потокоцепления статора и ротора. Тем самым система регулирования обеспечивает минимальный ток статора при изменении нагрузки на валу двигателя. Узел ПС на рис. 2.20 преобразует сигнал положения ротора двигателя в эквивалентный сигнал скорости. Магнитная система явнополюсной синхронной машины рассчитывалась методом конечных элементов. В данном случае отказ от схемы замещения с сосредоточенными параметрами позволил не только учесть более корректно нелинейность магнитной системы, но и вычислить реактивную составляющую момента двигателя с учетом реального распределения линий магнитной индукции.

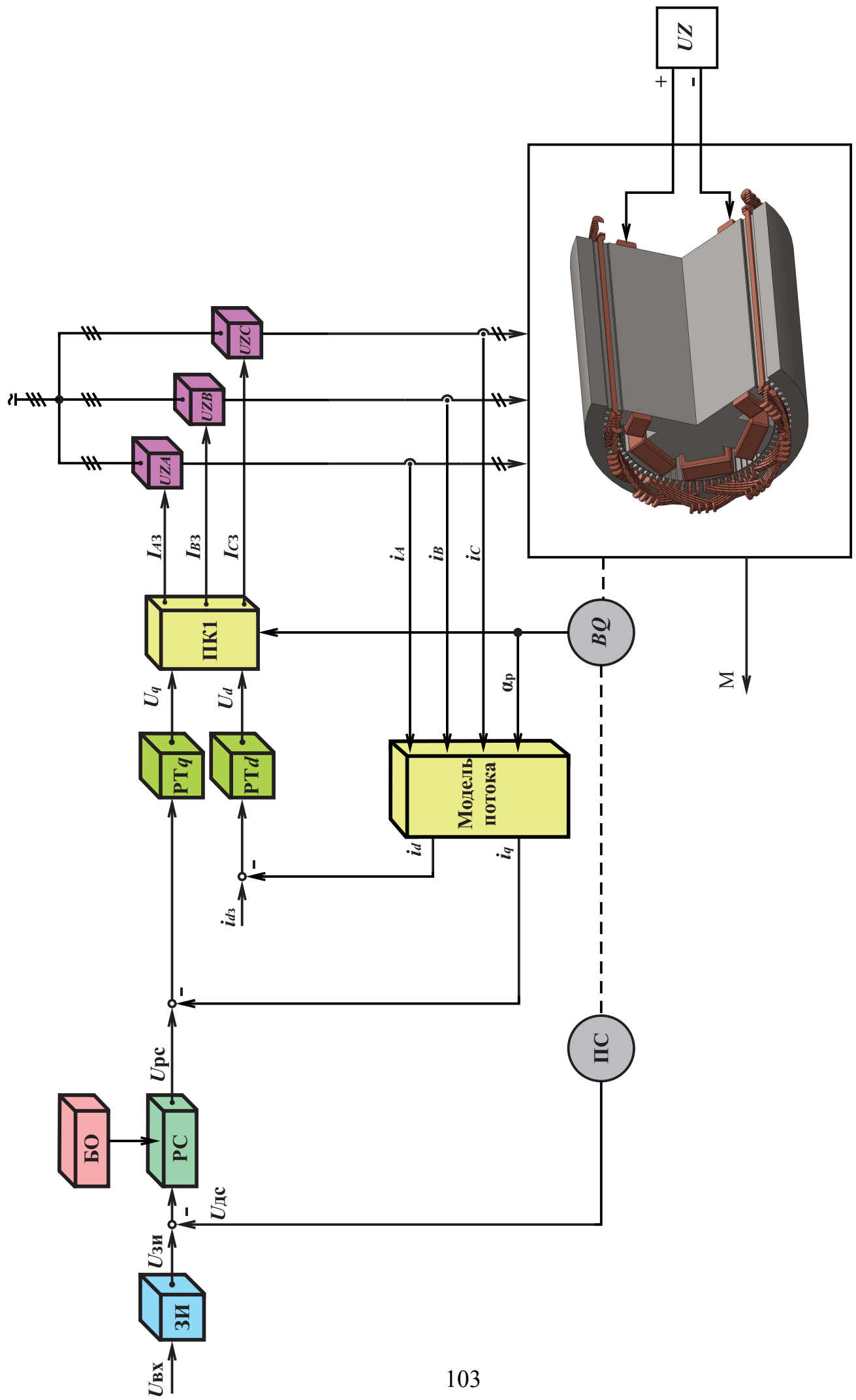


Рис. 2.20. Математическая модель синхронного электропривода с частотно-токовым управлением

Синхронные электроприводы в общепромышленных механизмах встречаются довольно редко. Встретить в промышленности данный вариант электропривода можно на объектах металлургического производства. В лаборатории электропривода Южно-Уральского госуниверситета был смонтирован макет промышленного синхронного электропривода с частотно-токовой схемой управления на базе преобразователя Unidrive SP [203, 209]. В отличие от асинхронного электропривода установка датчика положения в синхронных электроприводах является обязательной, так как существующие бездатчиковые схемы управления [89, 202] не позволяют определять с достаточной степенью точности угол между осью ротора и системой координат управляющего устройства, а это влечет к колебательным режимам работы и возможностью выпадения двигателя из синхронизма [18]. По указанным причинам на лабораторном макете мощностью $P_n = 5$ кВт моделировались режимы работы электропривода только с импульсным датчиком положения ротора. На рис. 2.20 статорные цепи питаются от индивидуальных источников тока, реализованных на базе автономных инверторов напряжения, охваченных отрицательной обратной связью по току. Такая схема является наиболее естественной для объектов металлургического производства. Более того, эти схемы силовых цепей могут быть собраны в лабораторных условиях, но для малых мощностей схемы силовых цепей выполняются интегрированными (система формирования импульсов управления и силовая часть выполняются в одном модуле), поэтому для сопоставления удобнее использовать результаты физического моделирования на промышленном образце. Параметры, необходимые для расчета модели магнитного потока, взяты из модели электро-механического преобразователя. Детализированная структурная схема системы управления синхронным электроприводом и набор результатов исследований представлен в [24]. Для анализа возможностей разработанной модели и оценки её адекватности воспользуемся этими результатами. На рис. 2.21 расчетная (1) и экспериментальная (2) поверхности тока статора практически во всем диапазоне нагрузок (в номинальном режиме и в зоне перегрузок) практически совпадают. Эти зависимости регистрировались для разных значений момента сопротивления на валу двигателя, при этом независимо регулировался угол β между векторами

МДС статора и ротора. В зоне малых углов β наблюдаются более существенные расхождения между теоретическими расчетами и измерениями. Обусловлено это неустойчивой работой в этой области электропривода нагрузочной машины, поэтому достоверность экспериментальных данных в этом диапазоне может быть поставлена под сомнение.

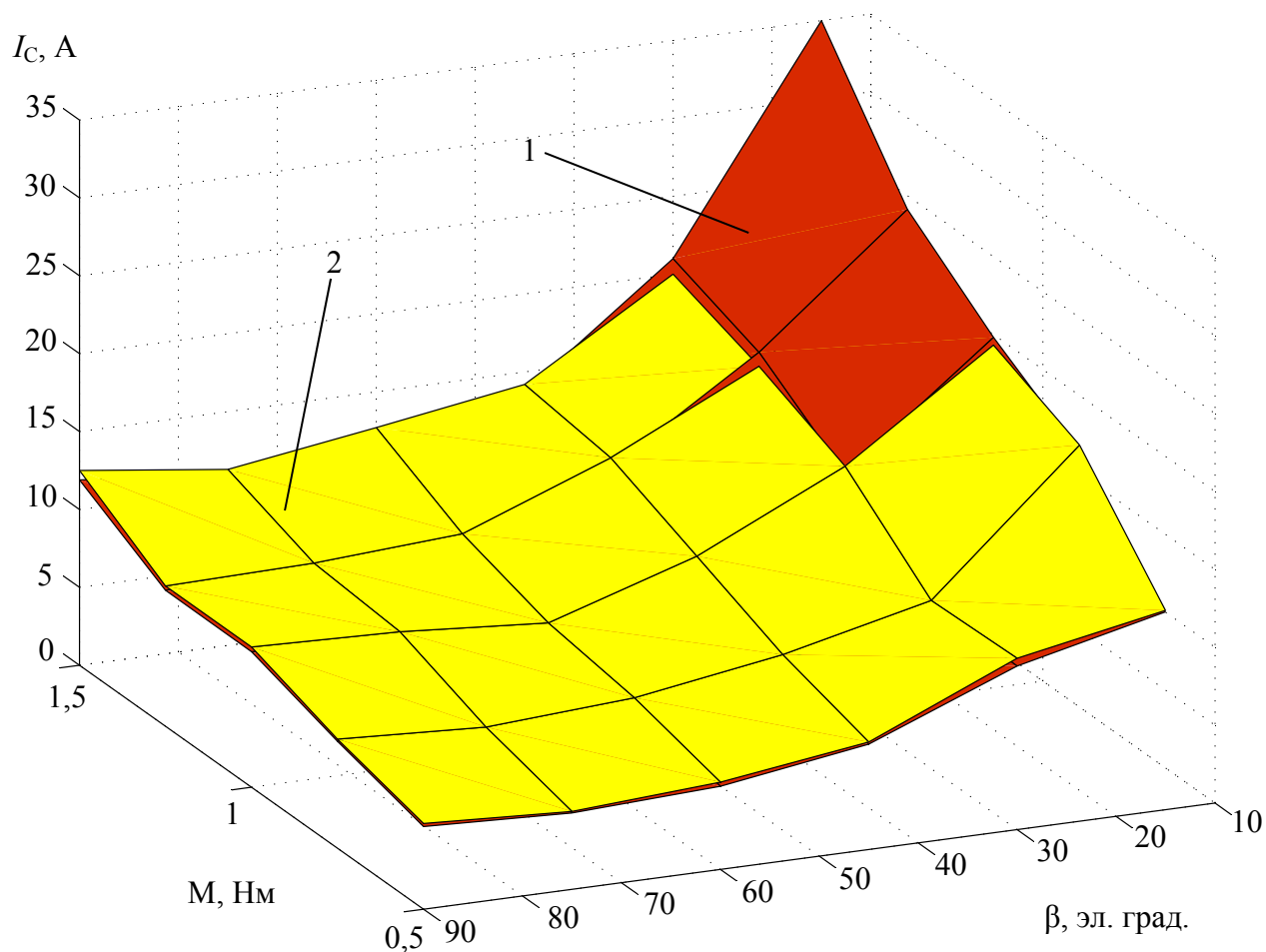


Рис. 2.21. Расчетная (1) и экспериментальная (2) зависимости тока статора I_C синхронного электропривода от момента сопротивления на валу M_C и угла нагрузки β

В целом, обобщенная математическая модель для синхронного электропривода показала достаточную устойчивость в расчетах и сходимость экспериментальных и расчетных данных. Интервал расчета одной точки кривой переходного процесса не превышал 30 с, что позволило проводить экспериментальные исследования за приемлемое время.

При расчете системы электропривода на выходе математической модели формируются не только переменные состояния электропривода, но и матрица па-

раметров электромеханического преобразователя. Эти значения могут быть полезны не только при решении задач синтеза системы управления, но и использованы при решении задач оптимизации электропривода при поиске наиболее рациональных значений номинальных данных электропривода (напряжения, тока, частоты).

2.6.3. Математическая модель электропривода с СРМНВ

Так как электропривод с СРМНВ имеет нетрадиционную систему регулирования, то на рис. 2.22 дана детализированная структурная схема. Модель содержит два крупных узла: электромеханический преобразователь Maxwell model (реализован в модуле AnsysMaxwell) и систему управления (все остальные узлы реализованы в модуле AnsysSimplorer). В общем случае электропривод является многофазной схемой, на рис. 2.22 представлена шестифазная схема. Каждая из фаз двигателя запитывается от источника ЭДС ($E_1, E_2, \dots, E_6$), охваченного глубокой отрицательной связью по току и на вход которого подаются управляющие сигнала с выхода регуляторов тока ($P1, I1, P2, I2, \dots, P6, I6$). На входе регуляторов тока алгебраически суммируются сигналы задания на ток ($I_{sum1}, I_{sum2}, \dots, I_{sum6}$) и сигналы обратной связи по току с датчиков обратных связей ($AM1, AM2, \dots, AM6$). Регуляторы тока обычно выполняются пропорционально-интегрального типа, однако, в некоторых режимах введение И-канала регулирования не позволяет решить задачу формирования заданной формы тока (см. гл. 5). Управление электроприводом осуществляется в функции положения ротора, поэтому для задания токов с выхода регулятора скорости (RS) или от источника сигнала задания возбуждения применен узел формирования фазных токов (модули $TV1, TA1, TV2, TA2, \dots, TV6, TA6$), который поочередно в функции положения ротора Φ подает сигналы на регуляторы тока. Управление электроприводом выполнено по системе подчиненного регулирования. Внешний контур регулирования скорости задает работу внутреннего контура косвенного регулирования момента и настраивается регулятором скорости (P, I) пропорционально-интегрального типа, на входе которого алгебраически суммируются сигналы задания на скорость и сигнал обратной связи по скорости с датчика скорости (Speed sensor).

Результаты экспериментальных исследований, подтверждающие адекватность разработанной математической модели электропривода подробно рассматривались при выполнении ряда НИР [24, 172, 175], выполняемых в рамках реализации ФЦП “Научные и научно-педагогические кадры инновационной России. В последующих главах эти данные будут частично воспроизводиться при доказательстве следующих научных положений диссертации.

Выводы по главе 2

1. Предложена и показала свою эффективность обобщенная математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей рассматриваются как сосредоточенные, принадлежащие линейным динамическим звеньям, а параметры электрической машины представлены как распределенные.

2. Обоснованы границы допустимости аппроксимации реальной импульсной системы непрерывными звеньями и определены предельные значения частот среза контуров регулирования фазных токов в электроприводах переменного тока. Так, в результате сопоставления частотных характеристик установлено, что частотные характеристики обоих вариантов математической модели электропривода (идеальной, т.е. непрерывной, и приближенной к реальной, учитывающей наличие ШИМ-модуляции) при низких частотах совпадают, а затем, начиная с определенной частоты $\omega_{ГР}$, которая названа граничной, расходятся. В расчете величина расхождения между амплитудными характеристиками на граничной частоте принималась равной 5%. Показано, что величина $\omega_{ГР}$ зависит от относительного значения резонансного максимума линейной части $A_m > 1$ и порядка системы. При этом $\omega_{ГР}$ не доходит до частоты Найквиста.

3. Предложен алгоритм параллельного вычисления, выполненный по критерию минимума расчетного времени.

4. В результате сопоставления предложенной математической модели с общепринятыми методиками расчетов асинхронных электроприводов переменного тока установлено, что в номинальном режиме, когда сопоставлялись расчеты по

предложенной математической модели с каталожными данными, коэффициент t распределения Стьюдента оказался меньше критического 2,1. При расчете же в зоне перегрузки, когда моменты на валу двигателя приближались к критическому, результаты расчетов по стандартной методике (с использованием Т-образной схемы замещения) расходились с результатами, которые дает разработанная схема. В этом случае статистика $t = 2,3$ превышает критическое значение, поэтому пользоваться традиционными моделями некорректно из-за весьма приближенного учета насыщения магнитной системы.

5. Предложены формализованные модели электроприводов переменного тока: асинхронных, синхронных и СРМНВ, постоянного тока, – которые являются частными случаями разработанной универсальной математической модели и содержат фрагменты моделей силовой части электропривода, системы управления, нагрузочного устройства, что позволяет добиться корректного сопоставления разных систем электроприводов.

6. Сопоставлялись результаты расчетов ряда электроприводов (синхронных с частотно-токовым управлением, асинхронных с векторным управлением по потокосцеплению ротора, регулируемых постоянного тока), полученные для установившихся режимов работы экспериментальным путем (на лабораторных образцах), теоретически (по упрощенной Т-образной схеме замещения) и на основании предложенной математической модели. Показано, что в зоне номинальных нагрузок эти методики дают близкие результаты (расхождение не более 5%). В зоне же перегрузок экспериментальные и расчетные данные расходятся (более 15-20%). Здесь необходимо пользоваться моделями, которые учитывают особенности распределения магнитного потока в электрической машине (насыщение магнитной системы, выпучивание силовых линий в межполюсном промежутке).

3. СПОСОБЫ ДОСТИЖЕНИЯ УЛУЧШЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С СРМНВ В СОПОСТОВЛЕНИИ С ДРУГИМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

3.1. Основные термины и определения. Показатели эффективности регулируемого электропривода

Перед обсуждением уточним некоторые термины и определения, о которых будем говорить ниже.

Под предельными характеристиками понимаются экстремальные значения переменных (координат) системы при варьировании ряда параметров в заданных пределах и фиксации других параметров [54].

В частности, *под предельными характеристиками по быстродействию* будем понимать минимальное допустимое время переходного процесса, которое может быть достигнуто в системе при варьировании: параметров электромеханического преобразователя (соотношения активных материалов: меди, электротехнической стали) в заданных габаритах; конфигурации схемы силовых цепей; передаточного числа редуктора; структуры и параметров звеньев системы управления. Указанный критерий должен быть обеспечен при фиксированных значениях момента сопротивления, моменте инерции рабочего органа, заданном законе изменения управляющего воздействия. Фактически, в данном случае говорится о рациональном выборе силового оборудования, при котором можно было бы обеспечить наилучшие значения воспроизводимой координаты.

Под предельным характеристиками по перегрузочной способности понимаются максимально достижимые значения электромагнитного момента в системе при варьировании: параметров электромеханического преобразователя в заданных габаритах, конфигурации схемы силовых цепей, структуры и параметров системы управления. При этом предполагается, что электропривод работает в кратковременных режимах работы, когда на интервале действия момента сопротивления электромеханический преобразователь не успевает перегреться. Этот режим актуален для механизмов, работающих в частых пуско-тормозных

режимах работы, либо для технологических объектов, в которых очень малую продолжительность по времени действует момент сопротивления, значительно превосходящий номинальный момент двигателя, но в силу кратковременного действия, двигатель не успевает нагреться до предельной температуры, при которой разрушается изоляция обмоточной меди.

При регулировании скорости электропривода в зоне ослабления поля *предельными характеристиками по скорости* примем диапазон изменения скорости, внутри которого отношение электромагнитного момента к току снижается не более чем в 2 раза по сравнению с основным диапазоном регулирования скорости.

Очевидно, что для разных типов неизменяемой части системы (точнее – свойств объекта управления) и, прежде всего, в зависимости от типа электромеханического преобразователя, будут получаться свои значения показатели эффективности (быстродействие, максимальные перегрузки). Поэтому выбор и изучение свойств неизменяемой части системы управления – важный этап, с которого начинается проектирование любой сложной электротехнической системы, работающей в тяжелых и сверхтяжелых условиях эксплуатации.

При сопоставлении электроприводов и решении задач синтеза необходимо определиться с единой системой оценок и критериев эффективности. Общепринятый перечень требований [109] по таким показателям электропривода, как $\cos\phi$, η , обладает неоспоримыми преимуществами: понятен для широкого круга специалистов, имеет четкий алгоритм по определению этих показателей. По этим показателям можно производить сопоставление с существующими электроприводами. Однако, при анализе процессов в электроприводе с новыми типами электрических машин, питающихся по многофазным схемам от несинусоидальных источников, необходимо расширить существующие оценки показателями, непосредственно влияющими на качество ведения технологического процесса, таким как M/m , M/J , где M , m , J – момент, масса, момент инерции двигателя. Поясним введение указанных показателей конкретными примерами.

Как правило, при оценке обычных реактивных электрических машин озвучивается традиционный показатель $\cos\varphi$ [23, 64]. Обращается внимание на невысокие значения этого критерия для обычных СРД с массивным ротором и приемлемые значения, близкие к асинхронным машинам, – для оптимизированной конструкции ротора с высоким отношением L_d/L_q . В электроприводах с СРМНВ предполагается в общем случае несинусоидальная форма фазного тока. Такой показатель, как $\cos\varphi$, обычно вводится для оценки первой гармоники. Если же в электроприводе высшие гармоники создают электромагнитный момент, как это наблюдается в электроприводе постоянного тока [163], то наиболее естественной оценкой для данного случая может служить критерий M/m . Этот показатель используется специалистами. В каталогах на электромеханические преобразователи его напрямую не указывают, но он может косвенно оценен по номинальным данным мощности, скорости и массы.

В случае регулируемого электропривода актуальность показателя энергетической эффективности $\cos\varphi$ также высока, но уже как интегрального показателя всего комплекса “Электрический преобразователь – двигатель” при анализе энергетических показателей на входе полупроводникового преобразователя со стороны питающей сети. Правда и в этом случае критерий дополняют коэффициентом несинусоидальности [45]. Источник питания двигателя, выполненный по схеме двухзвенного преобразователя частоты со звеном постоянного тока, будет потреблять или отдавать в сеть реактивную мощность и мощность искажений независимо от нагрузки, подключенной к выходу преобразователя частоты.

При анализе процессов в регулируемом электроприводе, работающем в пуско-тормозных режимах, например, в следящих электроприводах, актуальными оказываются не только удельные массогабаритные показатели. Существующие оценки эффективности полезно дополнить добротностью электропривода M/J [54]. В одних и тех же габаритах этот показатель может изменяться в весьма широких пределах: так, если ротор двигателя выполнить удлиненным и при этом обеспечить ту же величину номинального электромагнитного момента, то добротность электропривода возрастает пропорционально этой длине.

Далее выполним сопоставление удельных показателей разных типов электроприводов с электроприводом на базе СРМНВ, используя предложенную систему критериев и оценок эффективности электропривода.

3.2. Влияние способа управления на удельные показатели

Выбор закона управления в традиционных электроприводах позволяет приблизиться к предельным возможностям технической системы, а нерациональный способ – значительно эти показатели ухудшить. В электроприводах с нетрадиционными конструкциями электромеханических преобразователей и сложной конфигурацией магнитной системы появляются дополнительные возможности. Попробуем дать оценку этим возможностям и ответить на вопрос – существует ли потенциальная возможность улучшить предельные показатели электротехнического комплекса за счет применения специальных законов управления. Эту задачу удобно решать, сопоставляя разные варианты электроприводов.

Методологической основой для такого сопоставления является математический аппарат в виде принятой математической модели. Подкрепляется достоверность исследований методами физического моделирования. Для анализа возможностей традиционных электроприводов в зоне номинальных нагрузок удобнее пользоваться упрощенными математическими моделями (см. п. 2.1). При решении задач в электромеханических преобразователях, имеющих сложную конфигурацию магнитной системы, обязателен учет характера распределения линий магнитной индукции в электрической машине.

3.2.1. Управление в электроприводах постоянного тока

С позиции управления наиболее простым является электропривод постоянного тока, в котором физической основой формирования электромагнитного момента является искаженное магнитное поле в зазоре. На холостом ходу поле под полюсом имеет трапецеидальную форму и примерно постоянное. Под действием реакции якоря F_A поле под одним краем полюса уменьшается, а под другим – возрастает (рис. 3.1, б). В линейной системе среднее значение индукции под полюсом не изменяется.

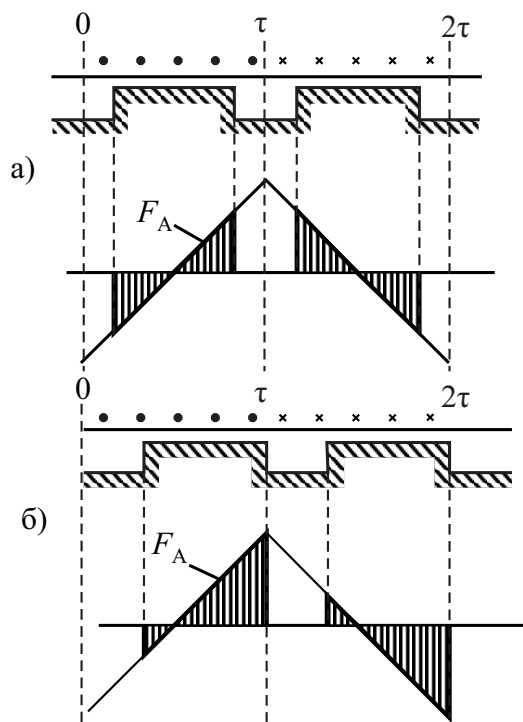


Рис. 3.1. Развертка машины и МДС реакции якоря: а) в двигателе постоянного тока; б) в СРМНВ

Такая подробная аннотация известного принципа формирования электромагнитного момента в машине постоянного тока была нужна для того, чтобы объяснить реальные ограничения предельных удельных массогабаритных показателей электропривода, на которые в существующей литературе обращается меньшее внимание: в машине постоянного тока якорные обмотки, попадающие в межполюсный промежуток (рис. 3.1, а), полезно не используются: они не создают потока возбуждения и не взаимодействуют с магнитной индукцией (если считать, что в межполюсном промежутке индукция равна нулю). Улучшить массогабаритные показатели в электроприводе постоянного тока можно, если сдвинуть щетки с геометрической нейтрали. Однако сдвигать нейтраль в нужном направлении нельзя по условиям коммутации, а в реверсивном электроприводе это теряет всякий смысл, так как менять положение щеток в процессе работы системы технически затруднительно.

В электроприводе с СРМНВ с бесконечным числом фаз процесс формирования электромагнитного момента можно рассматривать по аналогии с двигателем постоянного тока, если считать, что возбуждение в машине регулируется независимо обмоткой, попадающей в данный момент в межполюсный промежуток, а функцию якорных обмоток выполняют те фазы, которые находятся над полюсом, т.е. электропривод с СРМНВ рассматривается как обращенная машина постоянного тока, но в силу бесконтактного исполнения двигателя при отсутствии коммутации секций якорной обмотки коллекторным устройством физическую нейтраль можно сдвигать в любом направлении (рис. 3.1, б). При реверсе элек-

тропривода нужное положение нейтрали устанавливается не механическим сдвигом щеток, а системой управления, которая по заданному алгоритму выполняет коммутацию фазных обмоток СРМНВ.

При указанном сопоставлении не учитывалась нелинейность магнитной системы, которая в электроприводе постоянного тока требует монтажа специальной компенсационной обмотки. В электроприводе с СРМНВ эту задачу можно решать иначе, применяя нужные законы управления и это будет показано ниже.

3.2.2. Управление в асинхронных электроприводах

Количественное сопоставление асинхронного электропривода с СРМНВ было выполнено автором совместно с научным коллективом и представлено в [29, 32, 35, 142, 210]. Поэтому кратко остановимся на аннотации этих работ и более подробно дадим качественную оценку.

Количественное сопоставление удельных усилий в электроприводе может быть оценено по отношению тягового усилия, создаваемого СРМНВ, к усилию, создаваемому асинхронным двигателем на основании выражения [192]:

$$\frac{f_{FRRM}}{f_{АД}} = \sqrt{2} \cdot \left(\frac{k_{ar} \cdot k_{fv} \cdot k_I}{k_w} \right) \cdot \left(\frac{1 + \cos\varphi}{\cos\varphi} \right),$$

в котором k_{ar} , k_{fv} , k_I – параметры СРМНВ, учитывающие насыщение магнитной системы, пульсации электромагнитного момента, соотношение между амплитудой тока возбуждения и тока якоря, приходящихся на возбуждение и якорь; k_w , $\cos\varphi$ – параметры асинхронного двигателя (общий обмоточный коэффициент и косинус электрической машины). Для сопоставления были приняты значения [189, 192]: $k_{ar} = 0,832$, $k_{fv} = 0,899$, $k_I = 0,665$, $k_w = 0,9$, $\cos\varphi = 0,874$. В результате сопоставления показано, что электропривод с СРМНВ имеет улучшенные массогабаритные показатели по сравнению с асинхронным электроприводом примерно на (15–30) %. Авторы [189] показали, что за счет “холодного”, не содержащего обмотки ротора удастся увеличить линейную токовую нагрузку статорной обмотки, и тем самым улучшить массогабаритные показатели электропривода с СРМНВ.

Попытаемся дать качественное объяснение этому факту. Рассмотрим выражение для электромагнитного момента асинхронного двигателя, работающего в оптимальной точке (при номинальных напряжении, частоте и нагрузке) [48]:

$$M = l_{\delta} D_a^2 A_{\delta} B_{\delta} k_B k_{об},$$

где l_{δ} , D_a – габаритные размеры активных материалов; A_{δ} , B_{δ} – электромагнитные нагрузки; k_B – коэффициент формы поля.

В этом уравнении обмоточный коэффициент $k_{об}$ вводится для того, чтобы учесть укорочение шага обмотки и её распределение. Укорочение шага и распределение обмотки позволяют снизить влияние высших гармоник, которые, как известно, в трёхфазной машине с синусоидальным возбуждением не создают электромагнитного момента. С другой стороны, укорочение и распределение обмотки приводит к снижению основной гармоники, что и учитывается обмоточным коэффициентом. В серийных асинхронных двигателях он лежит в диапазоне 0,9...0,95. Таким образом, обмоточный коэффициент показывает, насколько снижается электромагнитный момент по сравнению с m -фазной машиной, в которой ток, протекающий по обмоткам, был бы несинусоидальным, а число фаз стремилось бы к бесконечности. Таким образом, обмоточный коэффициент – это плата за “синусоидальное возбуждение”.

Рассмотрим возможности улучшения удельных показателей асинхронного электропривода с позиции управления, для этого обратимся к векторной диаграмме, поясняющей принцип формирования электромагнитного момента (рис. 3.2). При векторном регулировании результирующий электромагнитный момент может рассматриваться как результат взаимодействия роторного тока I_2 и результирующего вектора потокосцепления в зазоре машины ψ_m . В номинальном режиме работы вектор тока ротора I_2 поворачивается на небольшой угол относительно вектора E_2 , поэтому угол между векторами результирующего потокосцепления в зазоре ψ_m и током I_2 близок к 90 градусам. В этом режиме электрическая машина используется в электромагнитном отношении наилучшим образом. В режиме перегрузок (рис. 3.2, б) увеличивается скольжение ротора, а следовательно, и вектор тока ротора поворачивается на больший угол. Угол между векторами

результатирующего потокоцепления и током ротора увеличивается, при этом ухудшается использование машины по активным материалам. Как известно, в точке критического скольжения момент двигателя достигает предельного значения, и при дальнейшем увеличении скольжения падает. Улучшить удельные показатели электропривода в этом режиме можно только, если обеспечить полное управление током ротора, что возможно только в асинхронных электроприводах с фазным ротором путем подключения полупроводникового преобразователя в цепь ротора. В традиционных асинхронных электроприводах эту задачу можно решить лишь частично и только параметрическим способом – проектировать машину на оптимальное использование активных материалов либо в номинальной точке, либо в режиме перегрузки. Одновременно для обоих режимов достигнуть наилучшего показателя не удастся.

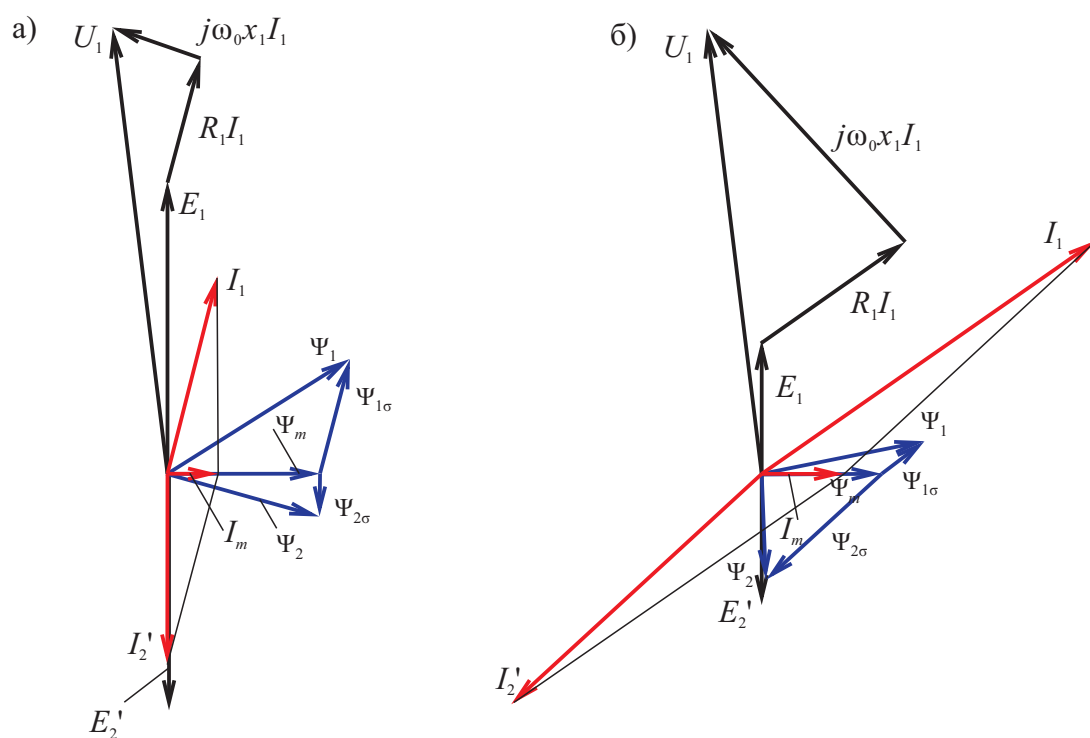


Рис. 3.2. Векторные диаграммы, поясняющие принцип формирования электромагнитного момента в асинхронном электроприводе

При работе асинхронного электропривода на пониженных скоростях вращения существенное влияние на удельные массогабаритные показатели M_H/m может быть достигнуто при рациональном выборе законов управления, например, поддержанием постоянства вектора потокоцепления ротора [165]. Этот закон

позволяет наиболее точно компенсировать падение напряжения на активном сопротивлении, при этом удельные показатели электропривода значительно улучшаются, но не превышают предельных значений, которые получаются в разомкнутой системе регулирования при номинальных частоте и напряжении питания.

3.2.3 Управление в синхронных электроприводах с возбужденным ротором

В настоящее время расширение диапазона регулирования скорости актуально не только для случаев двухзонного регулирования скорости, когда удается снизить установленную мощность полупроводникового преобразователя [147], но и при улучшении массогабаритных показателей самого электромеханического преобразователя за счет увеличения мощности без изменения массы двигателя. Объясняется это тем, что масса активных материалов двигателя зависит от номинального электромагнитного момента [23], при этом мощность увеличивается за счет повышения оборотов вращения вала двигателя. В асинхронных электроприводах максимальная скорость имеет электромагнитные ограничения (см. п.3.4). При увеличении числа независимых управляющих воздействий, например, в синхронных электроприводах, эта задача решается сравнительно просто, если рассматривать электропривод и систему управления как единый комплекс. Покажем это на конкретном примере.

В синхронных электроприводах с электромагнитным или магнитоэлектрическим возбуждением управляющие возможности электропривода возрастают, так как появляется возможность регулировать не только результирующий вектор потокосцепления статора, но и положение этого вектора относительно оси ротора. Эти возможности благоприятно используются при выборе параметров электропривода, например, по критерию максимального отношения M/P , где M – электромагнитный момент, создаваемый двигателем, а P – электрические потери. Сечение электрической машины представлено на рис. 3.3.

Анализ основных составляющих состояния электромагнитной системы двигателя с целью достижения оптимума КПД и удельного момента можно выполнить, пользуясь следующими соотношениями [212]:

$$\Psi_{md} = \frac{\pi \cdot r \cdot l \cdot N}{\sqrt{3} \cdot p} \cdot B_{pl}; \quad B_{pl} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot B_p;$$

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{md} \cdot i_{sq},$$

где Ψ_{md} – потокосцепление, пропорциональное максимальной магнитной индукции воздушного зазора B_{pl} (первой гармоники);

N – число витков на фазу;

r – радиус зазора;

p – число пар полюсов.

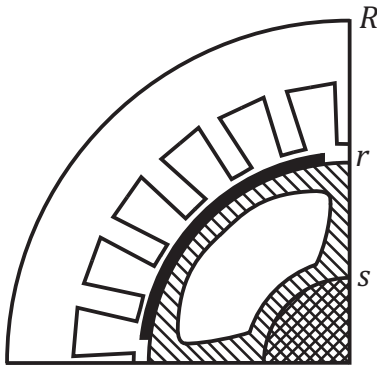


Рис. 3.3. Схематический разрез бесконтактного синхронного двигателя с постоянными магнитами

На рис. 3.3 показан схематический разрез бесконтактного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Магнитная индукция воздушного зазора B_p зависит от типа B_r и длины магнитов l_m (изменение МДС в железе учтено).

С другой стороны, так как редкоземельные магниты очень дорогие, их объем должен быть ограничен. Следовательно, в фиксированном объеме магнита длина магнита l_m становится функцией радиуса ротора r . Отношение внутреннего диаметра к внешнему определяется коэффициентом

$$x = \frac{r}{R}.$$

Потокосцепление Ψ_{md} будет функцией x

$$\Psi_{md}(x) = x \cdot B_p(x). \quad (3.1)$$

Мощность рассеяния P (механические потери не учитываются), включая тепловые потери и потери в стали сердечника, входят в P , как показано в формуле:

$$P - P_{fe} = \frac{3}{2} \cdot R_s \cdot i_{sq}^2; \quad R_s = A_s^{-1}(x).$$

Сопротивление фазы R_s обратно пропорционально площади паза S .

С другой стороны, потери в стали сердечника P_{fe} могут быть определены по формуле:

$$P_{fe}(x) = h(\omega) \cdot B_y^2 \cdot V_s(x),$$

где $h(\omega)$ - коэффициент, который представляет собой “потери/объем” при индукции 1 Тл, и зависит от электрической скорости $\omega = p \cdot \omega_B$. Номинальный ток i_{sg} зависит от x через потери в сердечнике и площадь паза:

$$i_{sg} = \sqrt{P - P_{fe}(x)} \cdot \sqrt{A_s(x)}. \quad (3.2)$$

Из (3.1) и (3.2) вращающий момент является функцией x , оптимальная величина которого дает максимальный вращающийся момент и, следовательно, КПД.

В [212] в качестве примера рассчитаны зависимости от параметра x величины момента двигателя при следующих условиях: угловой скорости вала $\omega_B = 2000$ об/мин, частоте на статоре 50 Гц, потерях в стали 2,5 Ватт/кг, удельной мощности рассеивания $k_i = 4000$ Ватт/м² при температурном перегреве 100 °С, естественном охлаждении двигателя, материале магнитов $NdFeB$. Эти зависимости представлены на рис. 3.4. Кривые рис.3.4 имеют максимумы, которые зависят от числа пар полюсов. Лучшие результаты в [212] достигнуты при числе пар полюсов $p = 3$ и $p = 4$.

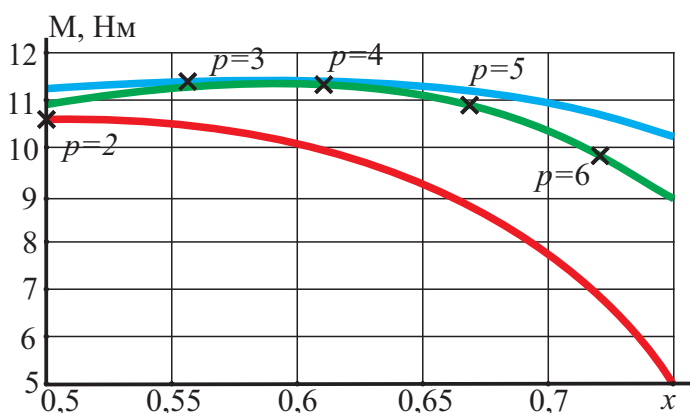


Рис. 3.4. Зависимость величины момента двигателя от x при $\omega_B=2000$ об/мин, материал магнитов $NdFeB$

Предложенный упрощенный пример, в котором не учитывался характер распределения магнитного поля в зазоре, показал, что с увеличением управляющих возможностей электропривода можно получить улучшенные массогабаритные показатели при расширении диапазона регулирования скорости. Ниже в п.

3.4 более детально будут рассмотрены регулировочные показатели электроприводов при расширении диапазона регулирования скорости вверх от номинальной.

3.2.4. Управление в синхронных реактивных электроприводах и СРМНВ

Прежде чем давать оценку возможностей улучшения удельных показателей электроприводов на базе СРМНВ применением специальных законов регулирования, полезно оценить свойства объекта управления. Для этого на физическом макете электропривода и на обобщенной математической модели (см. п. 2.6.3) выполнялось сопоставление угловых характеристик разных типов двигателей, выполненных в одном корпусе. Условия проведения и свойства физического макета электропривода подробно описаны в [27, 35].

На рис. 3.5, а даны угловые характеристики заторможенного электропривода с СРМНВ, которые снимались в схеме с “последовательным возбуждением”, когда по всем фазным обмоткам пропусклся один и тот же постоянный ток. При исследовании характеристик величина тока при изменении угла поворота ротора оставалась неизменной и поддерживалась равной (3; 5; 8,6 А).

Как у СРД, угловая характеристика СРМНВ имеет два периода на оборот, при этом электромагнитный момент линейно нарастает от нуля до максимального значения, которое наблюдалось при угле β (угол рассогласования между осью МДС и осью ротора), соответствующем половине полюсного деления. Изменение момента в диапазоне от $+M_{max}$ до $-M_{max}$ происходит на большем отрезке, чем от $-M_{max}$ до $+M_{max}$. Ноль момента на более крутых участках угловой характеристики наступает при нуле МДС возбуждения (из-за встречных токов в обмотках, расположенных в межполюсных промежутках), а на более пологих – при нуле МДС обмоток якоря (из-за встречных токов обмоток, расположенных над полюсами). В обычном же СРД максимум момента на угловой характеристике наблюдается всегда при электрическом угле $\pi/4$.

При снятии угловой характеристики синхронной машины с активным ротором число витков обмотки возбуждения было равно числу части витков статорной обмотки, попадающей в межполюсный промежуток. Предельные значения

линейных нагрузок были приняты с учётом допустимого нагрева обмоток ($I = 8,6 \text{ A}$).

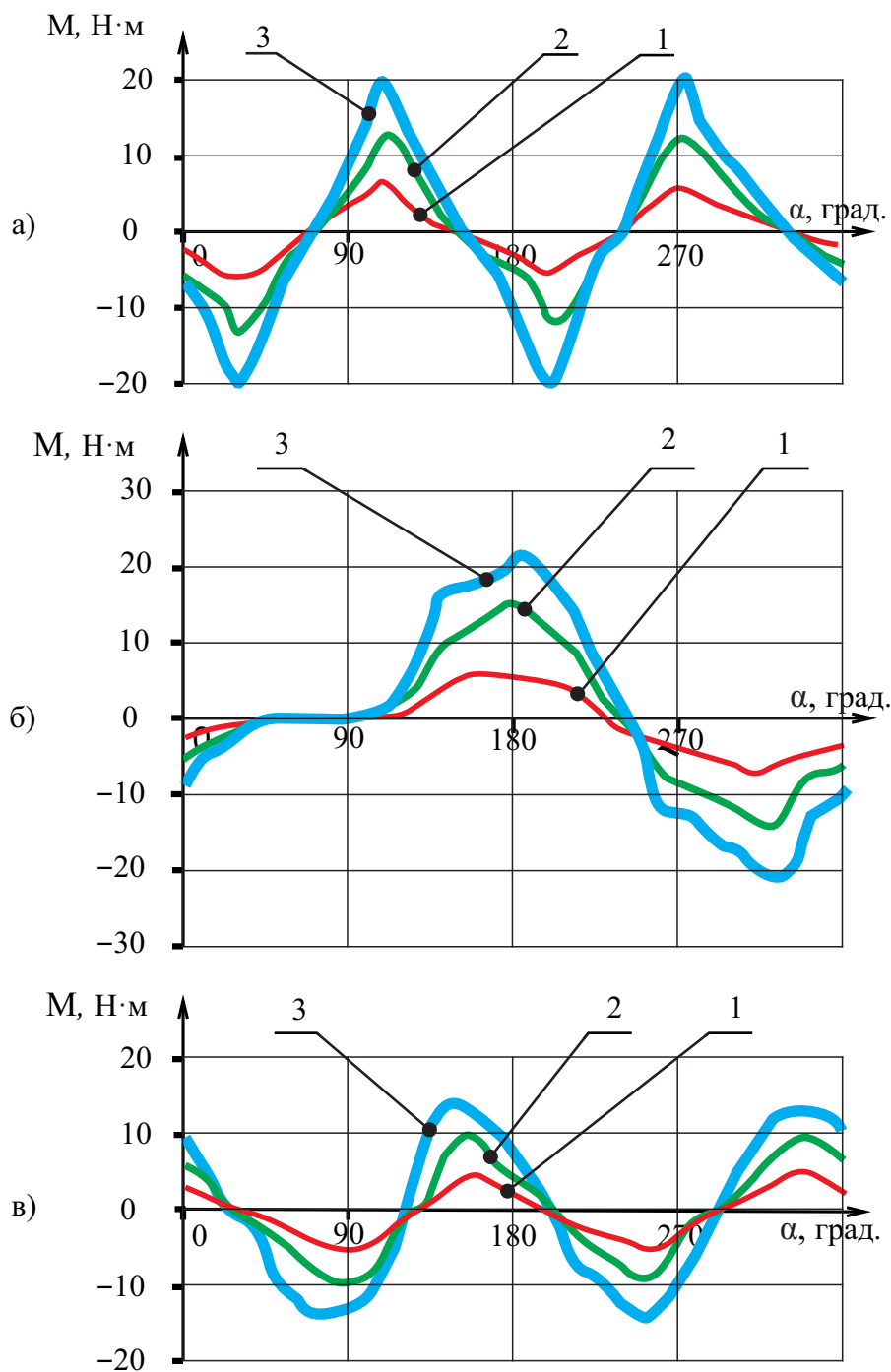


Рис. 3.5. Угловые характеристики СРМНВ (а), синхронного двигателя с активным ротором (б), реактивного двигателя (в) при токах: 1 – 3 А; 2 – 5 А; 3 – 8.6 А

Угловая характеристика имеет один период на оборот (рис 3.5, б). Несинусоидальный вид моментной характеристики связан с тем, что результирующий электромагнитный момент представляет результат действия двух составляющих,

одна из которых изменяется пропорционально $\sin\theta$; вторая составляющая пропорциональна $\sin(2\theta)$ и проявляется только в явнополюсных машинах [48].

В случае обыкновенного СРД угловая характеристика имеет два периода на оборот, а максимальный момент наблюдается, как и следовало ожидать, при угле β , близком к 45° (рис. 3.5, в). Рассмотренный случай неизменного тока в обмотке статора на практике встречается сравнительно редко. Обычно синхронные реактивные двигатели работают от сети с неизменным напряжением. В этом случае максимальное значение момента соответствует углам β , большим 45° , но меньшим 90° , что связано с увеличением МДС статора при росте нагрузки [64]. Однако при сопоставлении удельных возможностей различных типов машин нас интересовали предельные возможности машины при одинаковых линейных нагрузках, что может быть достигнуто только при питании машины от источника тока. Анализ кривых (рис. 3.5) показывает, что максимальный момент СРМНВ незначительно (примерно на 10%) уступает синхронному двигателю с активным ротором и почти на 25% превосходит обыкновенный СРД.

Дадим объяснение полученному результату.

В электроприводах с обычными СРД улучшенные показатели достигаются обычно изменением геометрии ротора, когда увеличивают отношение L_d/L_q . Решается эта задача за счет усложнения конструкции ротора. Физическое обоснование такого подхода обусловлено попыткой снизить влияние составляющей магнитного потока Ψ_q , приходящегося на межполюсный промежуток в уравнении электромагнитного момента:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d)$$

Вторая составляющая момента обусловлена потоками “выпучивания”, попадающими в межполюсный промежуток. Поэтому токи, находящиеся в межполюсном промежутке, которые взаимодействуют с потоками “выпучивания”, создают составляющую электромагнитного момента, направленную навстречу основному моменту.

Для того, чтобы снизить поперечную составляющую потока Ψ_q , конструкцию ротора усложняют и тем самым увеличивают результирующий электромагнитный момент. Указанный подход можно рассматривать, как параметрический способ улучшения массогабаритных показателей электропривода с СРД, запитываемого от нерегулируемого источника питания. В [64] показано, что при этом достигаются показатели, близкие к асинхронному электроприводу.

Следующий способ улучшения удельных показателей в синхронных реактивных электроприводах реализуется за счет перехода к замкнутым системам управления. По сравнению с традиционным СРД, питающимся от промышленной сети, в электроприводе с СРД с векторным регулированием нет необходимости иметь запас по углу нагрузки, потому что привод предназначен для работы только в замкнутой системе, где угол нагрузки в номинальном режиме можно выставить любой. Это способствует более продуктивному использованию активных материалов. Расчеты показывают, что тяговые усилия в электроприводе с СРД превышают усилия в традиционном электроприводе с СРД, запитанном от сети, в 2 – 2,5 раза.

Наконец, как показали экспериментальные исследования на физическом макете электропривода (см. рис. 3.5, а), удельные показатели электропривода могут быть достигнуты при использовании законов управления токами, отличными от синусоидальных.

Этот факт требует отдельного обоснования и может быть объяснен только с использованием обобщенной математической модели электропривода (см. п. 2.6.3).

Для этого была проведена серия экспериментов (см. табл. 3.1). Сопоставлялись удельные показатели электроприводов в электрической машине с разными типами роторов (с обычным ротором и с магнитонепроводящими вставками) и при разной форме фазного тока, при этом относительное значение токов принималось равным 1; 1,1; 1,2; 2 от номинального значения.

Как видно из табл. 3.1, изменение закона управления фазных токов от синусоидального к прямоугольному позволяет улучшить удельные показатели электропривода, не усложняя конструкцию ротора. В случае токов прямоугольной

формы в машине с усложненной конструкцией ротора (со вставками) величина электромагнитного момента увеличивается только на 5%.

Таблица 3.1

Сопоставление удельных показателей электроприводов
с синхронными реактивными машинами

$\bar{I}$	$\bar{M}$			
	При прямоугольной форме фазного тока		При синусоидальном возбуждении	
	Обычный	Со вставками	Обычный	Со вставками
1	1,0	1,05	0,8	1,2
1,1	1,1	1,1	0,9	1,3
1,2	1,3	1,3	1,0	1,5
2	2,2	2,21	1,6	2,5

Этот результат поясняется картиной магнитных полей и кривых удельных касательных усилий (см. рис. 3.6, 3.7).

В электроприводе с обычным СРД в межполюсном промежутке (см. рис. 3.6, а, верхний) высока доля линий индукции, находящихся в межполюсном промежутке и образующих поперечную составляющую потока Ψ_q . При взаимодействии токов, находящихся в межполюсном промежутке с составляющей потока Ψ_q вдоль расточки статора создаются усилия, принимающие отрицательные значения (рис. 3.6, а, нижний). Чем больше величина Ψ_q , тем больше значение этих усилий. “Полезные” составляющие усилий создаются токами, находящимися над полюсом и взаимодействующими с основными линиями индукции, которые проходят по основному пути и образуют составляющую потока Ψ_d . На рис. 3.6, а (нижнем) каждый из токов, находящийся над межполюсным промежутком, создает усилие положительного знака. Результирующий электромагнитный момент равен алгебраической сумме всех усилий. Поэтому, чем меньше значение отрицательных составляющих усилий, тем выше величина результирующего электромагнитного момента. В обычном СРД величина потока Ψ_q оказывается существенной, поэтому удельные массогабаритные показатели этих машин оказываются наихудшими.

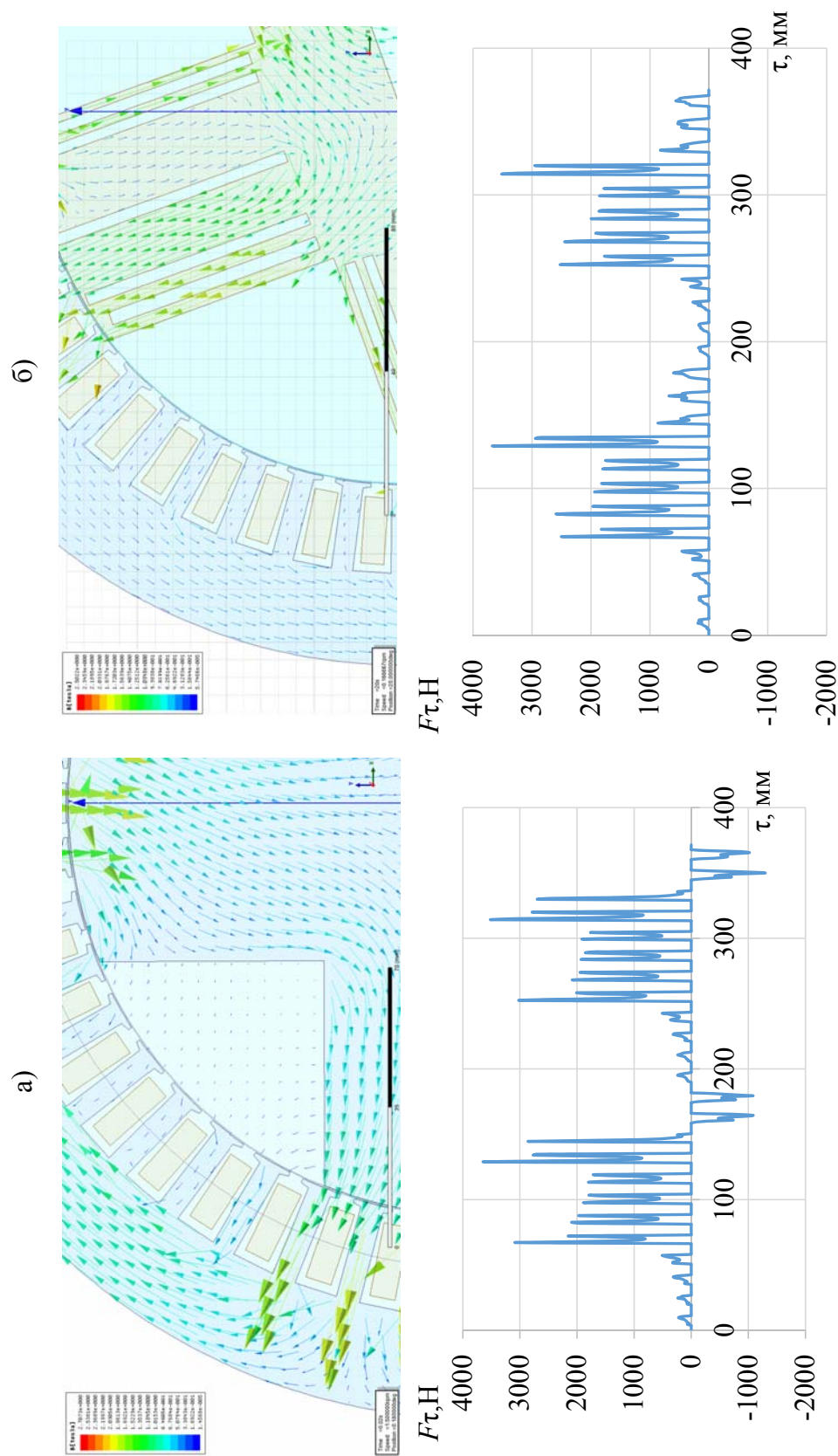


Рис. 3.6. Модель магнитной системы и распределение удельных усилий вдоль расточки статора в: обычном СРД (а), в СРД со специальной геометрией ротора (б)

В электроприводах со сложной конструкцией ротора, в котором присутствуют магнитонепроводящие вставки (см. рис. 3.6, б, верхний), линии индукции в межполюсном промежутке практически отсутствуют. Практически весь поток замыкается по основному пути. Составляющая потока Ψ_q равна или стремится к нулю. На рис. 3.6, б (нижний) показан график распределения усилий вдоль зазора машины. Из графика видно, что положительные составляющие усилий остались, их величина практически не изменилась по сравнению с первым случаем (рис. 3.6, а), когда ротор имел обычную геометрию. Также из рис. 3.6, б следует, что отрицательные составляющие усилий отсутствуют, поэтому результирующий момент, равный алгебраической сумме всех составляющих, увеличился. С учетом сказанного, в этом случае улучшить удельные показатели можно только параметрическим способом, изменяя геометрию ротора электрической машины. Решать поставленную задачу можно только с использованием усложненного математического аппарата, учитывающего характер распределения усилий вдоль зазора ротора, например, применяя обобщенную математическую модель (см. п. 2.6.3).

Близкого эффекта можно добиться, не усложняя конструкции ротора, но применяя нетрадиционные законы управления фазными токами, независимо воздействуя на токи якоря и возбуждения. На рис. 3.7 дана модель электропривода с СРМНВ, в котором ротор имеет обычную конфигурацию без специальных вставок, а по статорным обмоткам пропускался ток с независимым управлением полем возбуждения и реакции якоря. Так как число фаз в машине большое, по каждой из обмоток мог пропускаться ток произвольной формы. Математическим моделированием установлено, что если даже по обмоткам пропускать один и тот же ток, создавая прямоугольную волну тока, линии индукции в межполюсном промежутке остаются, но их интенсивность снижается по сравнению с обычным СРД (см. рис 3.6, а), поэтому снижаются и отрицательные составляющие усилий в воздушном зазоре. Среднее значение электромагнитного момента не достигает значений в СРД с усложненным ротором, но превосходит электромагнитный момент СРД, запитываемый от сети с синусоидальным напряжением. Этот эффект можно объяснить перераспределением магнитного поля в зазоре электрической машины

и вызван он не параметрическими изменениями в геометрических параметрах двигателя, а применением специальных законов управления. В этом случае попытка дальнейшего улучшения удельных моментов путем усложнения геометрии ротора успеха не дала.

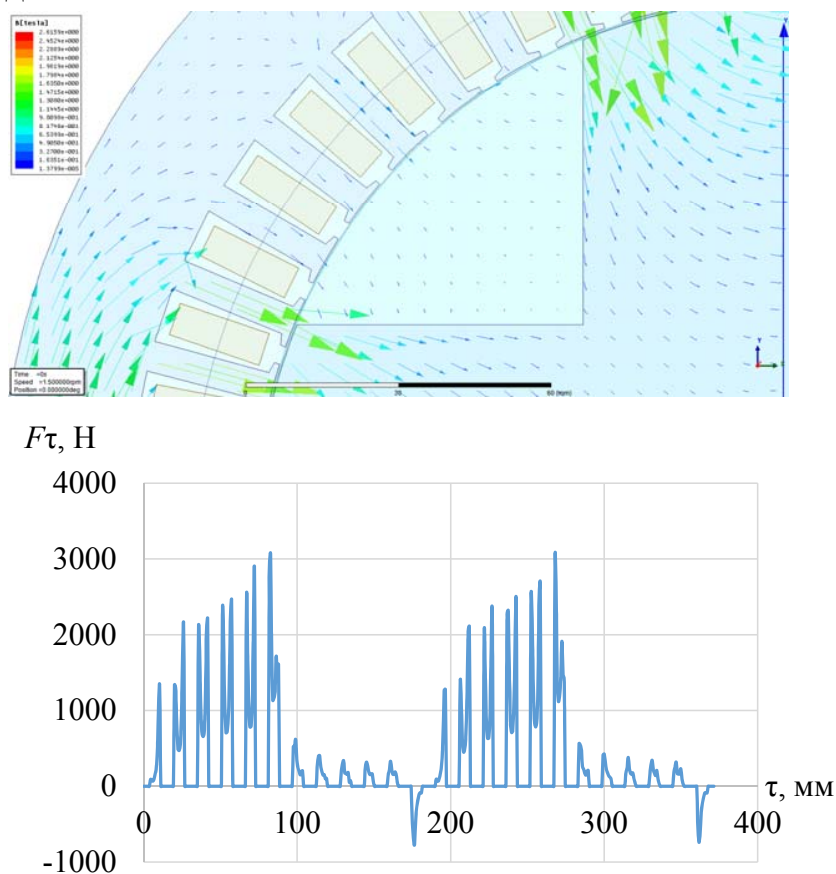


Рис. 3.7. Модель магнитной системы и распределение удельных усилий вдоль расточки статора в электроприводе с СРМНВ

Таким образом, показано, что в электроприводе переменного тока с СРМНВ общепринятое усложнение конструкции ротора (например, применением немагнитопроводящих слоёв вдоль продольной оси, снижающих механическую прочность ротора) не даёт должного эффекта, так как он уже выбран рациональным управлением токами статора. Это позволяет рекомендовать для электроприводов с тяжелыми условиями эксплуатации СРМНВ с массивным (цельным) ротором.

3.3. Влияние способа управления на перегрузочные показатели электроприводов

К электроприводам, работающим в интенсивных пуско-тормозных режимах, предъявляются требования по большой перегрузочной способности, которая иногда может превышать $3M_H$. Указанные требования обеспечиваются не во всех типах электроприводов. Приводы, которые имеют потенциальную возможность расширения диапазона регулирования по моменту, требуют выбора специальных законов управления.

Дадим оценку возможностей разных типов электроприводов по перегрузочной способности.

Асинхронные электроприводы

В асинхронных электроприводах критический момент ограничен из-за влияния индуктивности рассеяния обмотки ротора. Как показывает практика проектирования асинхронных электроприводов, предельные значения момента в асинхронном электроприводе достигают $(2-2,5)M_H$ в обычных нерегулируемых электроприводах и $3M_H$ – в частотнорегулируемых. На рис. 3.8 представлены зависимости критического момента от мощности для электродвигателей серии 4А (кривые 1, 2, 3) и серии RA (1', 2', 3'). Анализ полученных кривых показал, что в диапазоне больших мощностей (больших 200 кВт) критический момент не превышает $3,5 M_H$. Большие отношения критического момента к номинальному (около четырех, см. рис. 3.8, кривая 1') для двигателей с числом полюсов $2p=2$, обусловлены худшим использованием материалов по сравнению с асинхронными двигателями четырех- и шести- полюсного исполнения. В асинхронных двигателях серии RA, спроектированных для частотнорегулируемых электроприводов, отказ от глубокого исполнения паза позволил снизить индуктивность рассеяния. Тем самым был увеличен критический момент.

При векторном управлении, когда поддерживается постоянство вектора потокосцепления ротора, очень часто фирмами-производителями озвучивается возможность увеличения критического момента. Этот тезис не соответствует дей-

ствительности. Независимо от законов управления в асинхронных электроприводах не удастся обеспечить постоянство угла между векторами результирующего потокосцепления и током ротора (см. рис. 3.2, а). В зоне критических скольжений существенно нарушается линейная связь между током I_2 и электромагнитным моментом. Полупроводниковый преобразователь когда асинхронный двигатель работает на основной скорости не имеет запаса по напряжению. Поэтому приходится занижать допустимое значение предельного электромагнитного момента на 10–20 %.

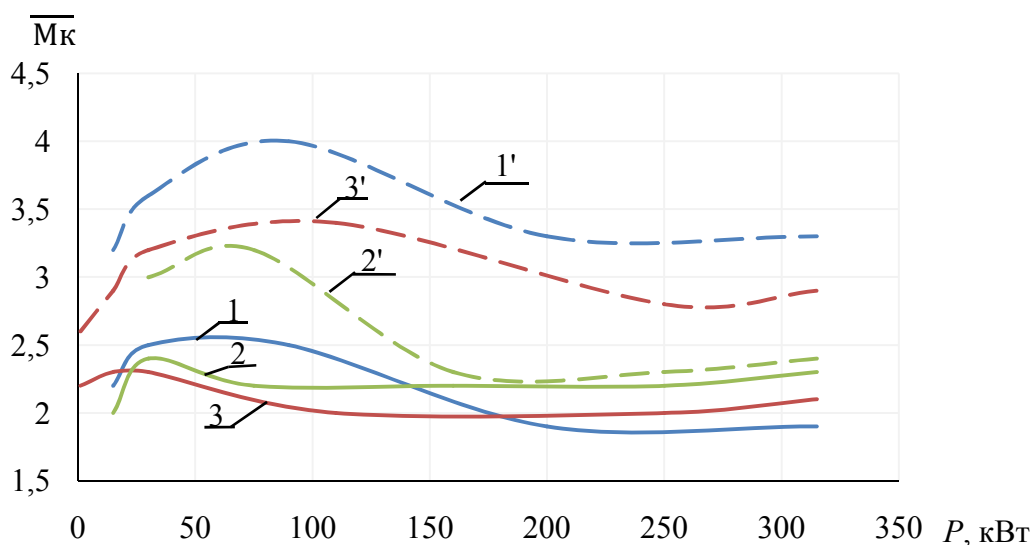


Рис. 3.8. Зависимость критического момента от габаритной мощности асинхронных электроприводов серии 4А $2p=2$ (1), $2p=4$ (2), $2p=6$ (3) и серии RA $2p=2$ (1'), $2p=4$ (2'), $2p=6$ (3')

Электроприводы постоянного тока

В электроприводах постоянного тока предельные значения момента ограничены условиями коммутации якорного тока. Более того, при увеличении скорости условия коммутации ухудшаются и это неблагоприятно сказывается на предельном значении электромагнитного момента при расширении диапазона регулирования скоростей. В мощных металлургических электроприводах увеличение предельного значения момента достигается за счет выполнения двигателей постоянного тока двухъякорными.

Электроприводы с СРМНВ

Электроприводы с СРМНВ относятся к классу синхронных электроприводов, в которых управление по каналам возбуждения и якоря (см. более подробно

п. 5.2.3) может реализовываться независимо в отличие от электропривода с асинхронным двигателем. В нерегулируемых электроприводах, в которых управляющие воздействия формируются независимо от положения ротора, например, электроприводы, подключенные к питающей сети, это обстоятельство полезно не используется, поэтому в нерегулируемых синхронных приводах также приходится ограничивать предельное значение момента по условиям статической устойчивости. Новые возможности, позволяющие расширить границы предельного значения момента, появляются, если электропривод и систему управления проектировать в комплексе, а коммутацию полупроводникового преобразователя вести в функции положения ротора.

Так как электропривод с СРМНВ относится к новому классу систем, то прежде чем использовать математический аппарат для анализа предельных возможностей электропривода, был выполнен большой объем исследований на физических образцах электроприводов. Подробные данные условий проведения эксперимента и результаты представлены в [35]. Здесь дадим краткую аннотацию. Опыт проводился на действующем макете мощностью 4 кВт при заторможенном роторе. На валу двигателя создавался момент сопротивления, при этом регистрировался ток якоря I .

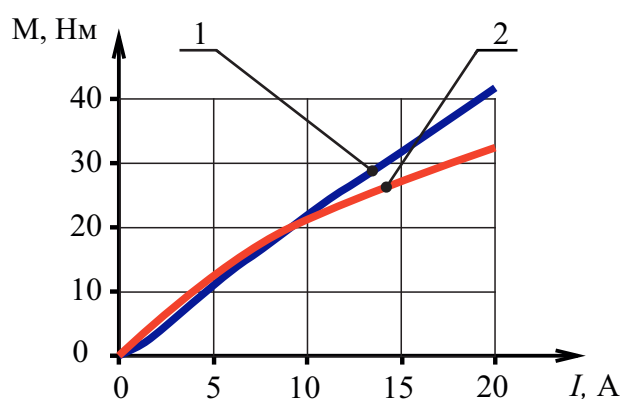


Рис. 3.9. Зависимость момента двигателя от тока якоря (статора): 1 – при последовательном возбуждении; 2 – при постоянном независимом возбуждении $I_b=5A$

В первом случае ток возбуждения поддерживался постоянным, а ток якоря задавался с выхода регулятора скорости (см. рис. 3.9, кривая 2). На участке изменения момента сопротивления от 0 до M_H (от 0 до 20 Нм) зависимость между моментом и током якоря линейная. При дальнейшем увеличении момента сопротивления наклон кривой 2

уменьшается и связано это с насыщением магнитной системы двигателя.

Во втором случае (рис. 3.9, кривая 1) токи возбуждения и якоря задавались равными с выхода регулятора скорости. В зоне малых моментов кривая 1 имеет квадратичную зависимость, так как электромагнитный момент, который является результатом взаимодействия потока возбуждения и тока якоря, пропорционален и току возбуждения и току якоря. Если продолжать увеличивать момент сопротивления на валу, то зависимость между моментом и током становится линейной, так как магнитная система насыщается, а увеличение тока возбуждения не приводит к увеличению результирующего потока. Представленные экспериментальные зависимости могут быть обобщены на широкий диапазон мощностей, но уже с привлечением математического моделирования.

На рис. 3.10 представлены моментные характеристики синхронных реактивных электроприводов, полученные на обобщенной математической модели (см. п.2.6.3).

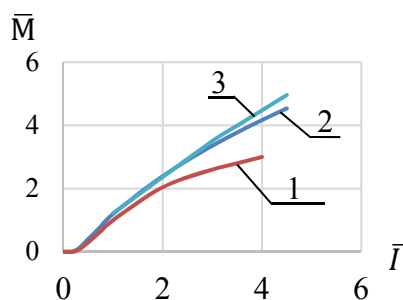


Рис. 3.10. Зависимость электромагнитного момента от тока: 1 – в СРД; 2 – в СРМНВ ($I_B = I_{\text{я}}$); 3 – в СРМНВ ($I_B = 1,1I_{\text{я}}$)

При последовательном возбуждении (в случае равных сигналов задания на токи якоря и возбуждения) расширяется диапазон изменения моментов, в котором зависимость между фазным током и величиной электромагнитного момента остается линейной (см. рис. 3.10, кривая 2). Анализ картины магнитных полей в электроприводе показал, что это объясняется эффектом, аналогичным электроприводу постоянного

тока, когда размагничивающая составляющая поперечной реакции якоря компенсируется потоком, создаваемым обмоткой возбуждения. В этом случае при увеличении нагрузки задание на ток изменяется одновременно и в якорной обмотке и в обмотке возбуждения.

В зоне перегрузок закон управления фазных токов может быть пересмотрен, если в качестве критерия оптимального управления выбрать минимум величины фазного тока. Как показали расчеты, этот минимум достигается при соотношении токов якоря и возбуждения: $I_B = 1,1I_{\text{я}}$ (см. рис. 3.10, кривая 3).

В электроприводе с обычным СРД даже при векторном управлении и питании обмотки статора от источников тока в зоне перегрузок наблюдается весьма существенное размагничивающее влияние реакции якоря, что препятствует увеличению момента в функции тока, такому же значительному, как в СРМНВ (см. рис. 3.10, кривая 1).

3.4. Предельные скоростные режимы работы электроприводов

Предельные возможности электроприводов оцениваются не только перегрузочной способностью по моменту, но и максимальными значениями допустимой скорости, которые диктуются как электромагнитными, так и механическими ограничениями.

Так, в электроприводах постоянного тока предельное значение скорости ограничено механической прочностью коллектора и условиями коммутации, поэтому в зоне повышенных скоростей наблюдается существенное снижение коэффициента M/I . Указанная проблема может быть решена только параметрическими способами.

Электропривод с СРМНВ выполнен на базе бесконтактной электрической машины и имеет такое же число независимых управляющих воздействий, как и в синхронных частотнорегулируемых электроприводах. Дадим анализ предельных возможностей электропривода при регулировании скорости вверх от номинальной.

Анализ процессов в электроприводе выполнялся на модели, представленной на рис. 3.11. Здесь статорные обмотки СРМНВ с активными сопротивлениями $r_1, \dots, r_i$ и индуктивностями $L_1, \dots, L_i$ питались от соответствующих независимых регулируемых источников ЭДС ($ВП_1, \dots, ВП_i$), охваченных отрицательными обратными связями по току. В модели источники ЭДС принимались идеальными непрерывными звеньями с полосой равномерного пропускания частот, равной бесконечности. Правомерность такой замены обосновывается в [149]. Контурные регулирования фазных токов настраивались соответствующими регуляторами тока $РТ_1, \dots, РТ_i$. Частоты среза контуров регулирования фазных токов были уста-

новлены равным 1000 рад/с, что обусловлено реальными возможностями современной преобразовательной техники. Задание тока якорных обмоток $U_{зтя}$ подаётся из узла 1 через узел формирования фазных токов (УФФТ) (рис. 3.11). Задание на ток возбуждения $U_{зТВ}$ подаётся из узла 2 на входе УФФТ. Узел формирования фазных токов переключает сигналы с узлов 1 и 2 на управляющие входы соответствующих контуров регулирования тока по сигналам датчика положения ротора ϕ , который выходит из блока “Модель магнитной системы СРМНВ”. Сигнал $i_{зад1}$ (рис. 3.12) на выходе узла формирования фазных токов изменяется в функции угла поворота и имеет прямоугольную форму. Остальные сигналы по форме совпадают с сигналом $i_{зад1}$, но сдвинуты друг относительно друга на $180/m$ электрических градусов, где m – количество фаз электрической машины. Контур регулирования фазных токов и УФФТ были реализованы в программе Ansys Simplorer.

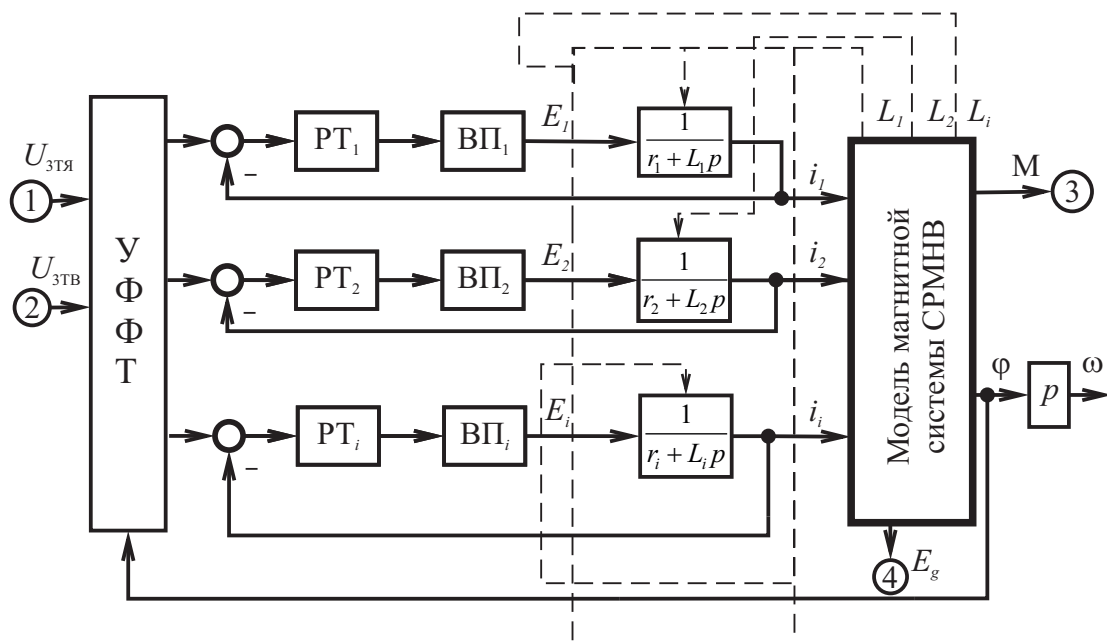


Рис. 3.11. Обобщенная структурная схема электропривода с СРМНВ

В рассматриваемой структуре (рис. 3.12) желаемое значение скорости n_z вращения электропривода поддерживается с помощью контура регулирования скорости, который настраивается на заданные показатели качества регулятором скорости РС. При увеличении уставки сигнала n_z в зоне малых скоростей отношение M/I примерно постоянно (см. рис. 3.13). Дальнейшее увеличение сигнала задания ($n_z > 1000$ об/мин) приводило к значительному снижению отношения момента двигателя к фазному току. Для объяснения полученной зависимости на

рис. 3.14 представлены осциллограммы заданного значения тока $i_{1\text{зад}}$ (кривая 1, рис. 3.14), фазных напряжения (кривая 3) и тока i_1 (кривая 3, рис. 3.14) при уставке задания на скорость 1000 об/мин. Анализ кривых показывает, что при переключении знака тока i_1 процесс происходит практически без задержки. Далее на кривой наблюдается снижение тока. Объясняется это статической ошибкой, которая связана с ЭДС вращения: в момент переключения знака тока обмотка фазы двигателя находилась над межполюсным промежутком и ЭДС вращения была равна нулю, при дальнейшем движении ротора обмотка оказывается над полюсом, в ней наводится ЭДС. Несмотря на то, что регулятор тока выполнен интегральным, точного воспроизведения сигнала задания $i_{1\text{зад}}$ в якорной зоне не достигается, так как зона работы И-канала лежит намного левее частоты среза. В зоне же возбуждения (на рис. 3.14, в диапазоне от 12 до 17 мс), когда ЭДС вращения равна нулю, ток фаз воспроизводится абсолютно точно.

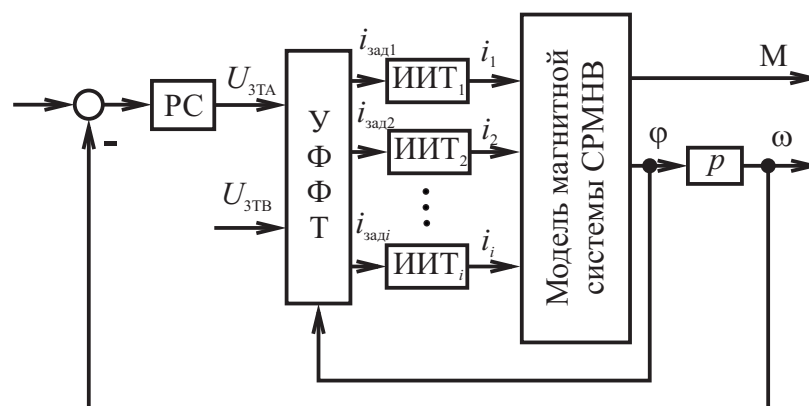


Рис. 3.12. Структурная схема электропривода с СРМНВ, питающейся от идеальных источников тока

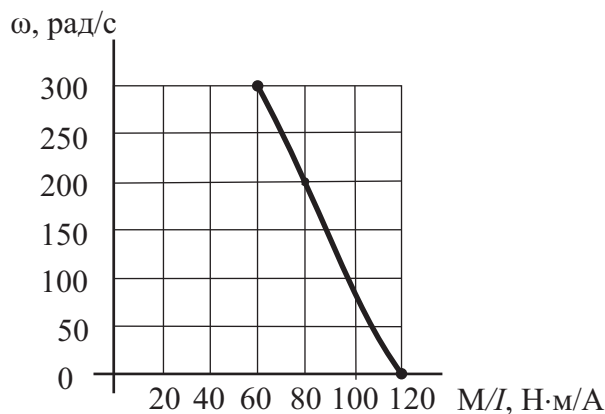


Рис. 3.13. Статическая характеристика электропривода

Рассмотренная проблема расширения диапазона регулирования скорости, может быть решена применением соответствующих корректирующих устройств (см. пп. 6.3.2).

В асинхронных электроприводах предельное значение скорости ограничено индуктивным сопротивлением рассеяния обмотки статора.

Для оценки регулировочных возможностей в зоне больших скоростей был выполнен расчет зависимости критического момента от частоты заданного сигнала. Характеристика строилась в программе, которая была любезно предоставлена главным конструктором ООО “Снежинский завод специальных электрических машин” Д. Соколовым, за что автор выражает ему свою благодарность.

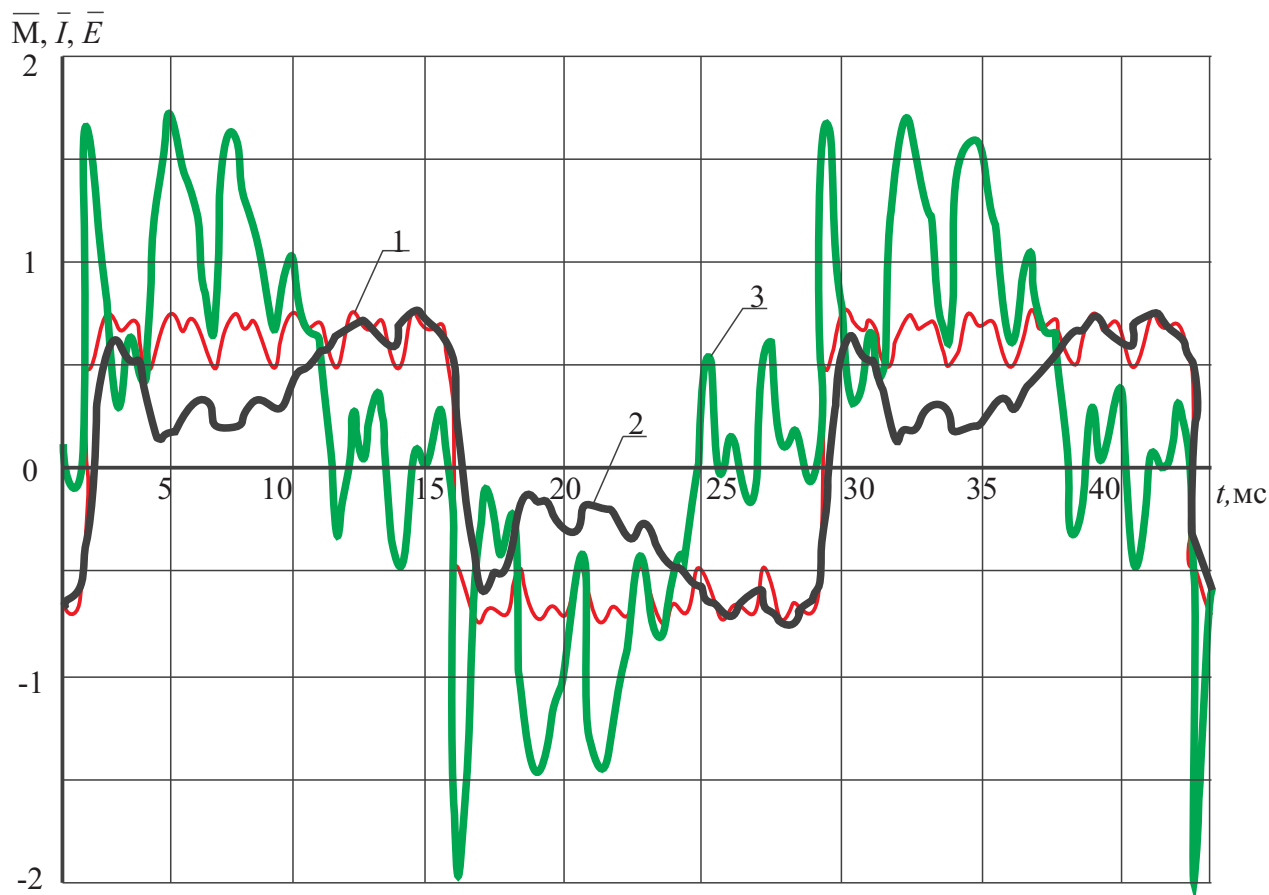


Рис. 3.14. Осциллограммы фазного тока электропривода с СРМНВ:
1 – задание на ток (выход регулятора скорости РС);
2 – фазный ток двигателя, 3 – ЭДС

На рис. 3.15 точками 4, 5, 6 показаны величины критических моментов при номинальных напряжении и частоте. Базовая скорость во всех случаях была равна 1000 об/мин. Как видно из рис. 3.15, при увеличении частоты питания в два раза критический момент уменьшался в три раза, а при увеличении частоты задания в 4 раза, критический момент падал в 10 раз. Указанный диапазон изменения сигналов задания не считается запредельным, например, такие требования предъявляются к тяговым электроприводам. Решить поставленную задачу средствами системы управления невозможно.

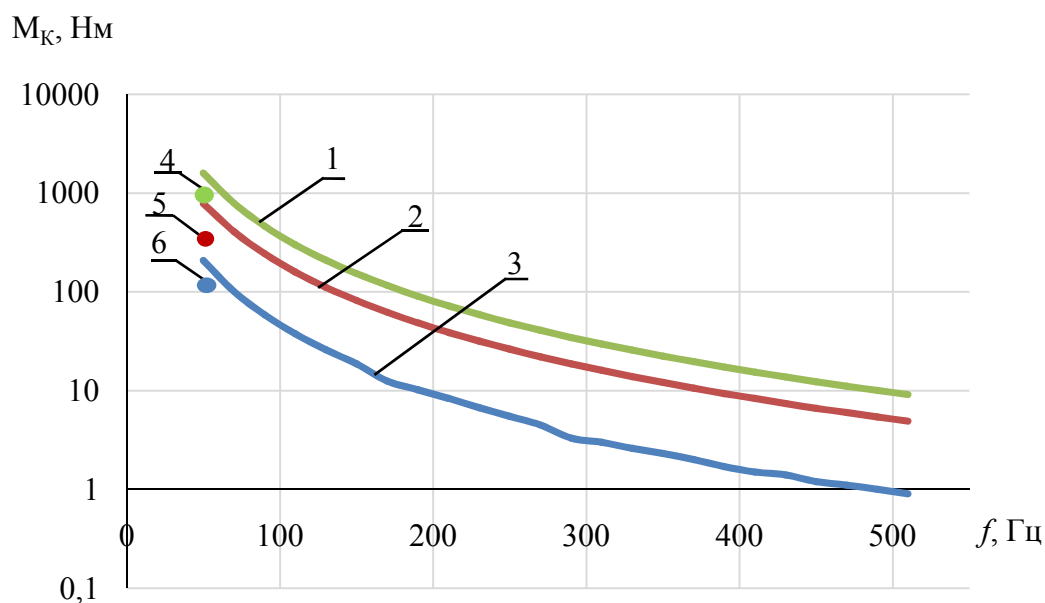


Рис. 3.15. Зависимости максимального момента в асинхронном электроприводе от частоты при двухзонном регулировании скорости при $P_H = 160$ кВт (1), $P_H = 75$ кВт (2), $P_H = 22$ кВт (3)

Выводы по главе 3

1. В электроприводах постоянного тока проводники обмотки якоря, находящиеся под главными полюсами, при протекании по ним тока создают электромагнитный момент, а проводники обмотки якоря, попадающие в межполюсный промежуток, продуктивно не используются. В электроприводе же с СРМНВ используется вся обмотка за счет того, что проводники, расположенные напротив межполюсных промежутков, создают поток возбуждения, а токи в проводниках, расположенных над полюсами, создают электромагнитный момент.

2. По сравнению с традиционным синхронным реактивным электроприводом (СРД), питающимся от промышленной сети, в электроприводе с СРМНВ нет необходимости иметь запас по углу нагрузки, потому что привод предназначен для работы только в замкнутой системе, где угол нагрузки в номинальном режиме можно выставить любой. Это способствует более продуктивному использованию активных материалов. Расчеты показывают, что тяговые усилия в электроприводе с СРМНВ превышают усилия в традиционном электроприводе с СРД в 2 – 2,5 раза.

3. В электроприводе с обычным СРД относительно велики составляющая магнитного потока, проходящая через межполюсный промежуток (поток выпучивания), что снижает величину электромагнитного момента двигателя. Обычно величину этой составляющей уменьшают, усложняя конструкцию ротора установкой немагнитных прокладок, направленных вдоль продольной магнитной оси двигателя.

Близкого эффекта можно добиться, применяя нетрадиционные законы управления фазными токами, независимо воздействуя на токи якоря и возбуждения. В этом случае попытка дальнейшего улучшения удельных моментов путем усложнения геометрии ротора успеха не даёт.

4. В электроприводах с СРМНВ зависимость момента от фазного тока (моментная характеристика), как и в синхронных частотнорегулируемых электроприводах с векторным управлением, имеет большую кратность перегрузок. При равных сигналах управляющих воздействий на токи возбуждения и якорные токи на моментной характеристике электропривода выделяются следующие участки. В зоне малых нагрузок, когда магнитная система двигателя не насыщена, зависимость момента от тока носит характер, близкий к квадратичному. При нагрузках выше номинального значения, когда магнитная система двигателя насыщается, эта зависимость близка к линейной. Здесь наблюдается определённая аналогия с двигателями постоянного тока последовательного возбуждения в зоне перегрузок. Правда, в случае электропривода с СРМНВ нет проблем с коммутацией тока. Зона же чрезмерно больших токов, где должны сближаться величины индукции в межполюсном промежутке и над полюсом, в реальных условиях не достигается

4. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КОМПЛЕКСА “ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ДВИГАТЕЛЬ”

4.1. Постановка задачи многокритериальной оптимизации с позиции достижения предельных показателей по быстродействию и перегрузочной способности

Уровень развития современной элементной базы, а именно, силовой преобразовательной техники и микропроцессорных систем управления устраняет жёсткую необходимость в выборе “стандартных” или иным образом фиксированных напряжений и токов на входах и выходах силовых элементов, что открывает дополнительные, не учтённые ранее возможности улучшения массогабаритных показателей за счёт вариации “номинальными” и другими параметрами (число фаз, форма линейной плотности поверхностного тока). Далее, массогабаритные пропорции компонентов электрической машины, оптимальные при проектировании отдельно взятой машины, могут оказаться не самыми лучшими при работе её, например, в регулируемом электроприводе, запитываемом полупроводниковым преобразователем. При учете работы электропривода в зоне существенных перегрузок по моменту приходится в процессе проектирования иначе перераспределять активные материалы так, чтобы обеспечить технологические требования производственного процесса. На рис. 4.1 представлены основные компоненты обобщенного электропривода переменного тока: активные узлы электро-механического преобразователя (железо магнитопровода статора и ротора, при этом ротор условно показан явнополюсным; активная медь статора и при необходимости ротора; силовая часть полупроводникового преобразователя). Рациональный подход к выбору соотношения этих элементов – задача непростая, требующая от специалиста комплексных знаний не только в области электропривода и силовой полупроводниковой техники, но и в сфере электромеханики. Масса активных материалов на компоненты электропривода зависит не только от величин удельных затрат (масса меди на единицу активной составляющей тока

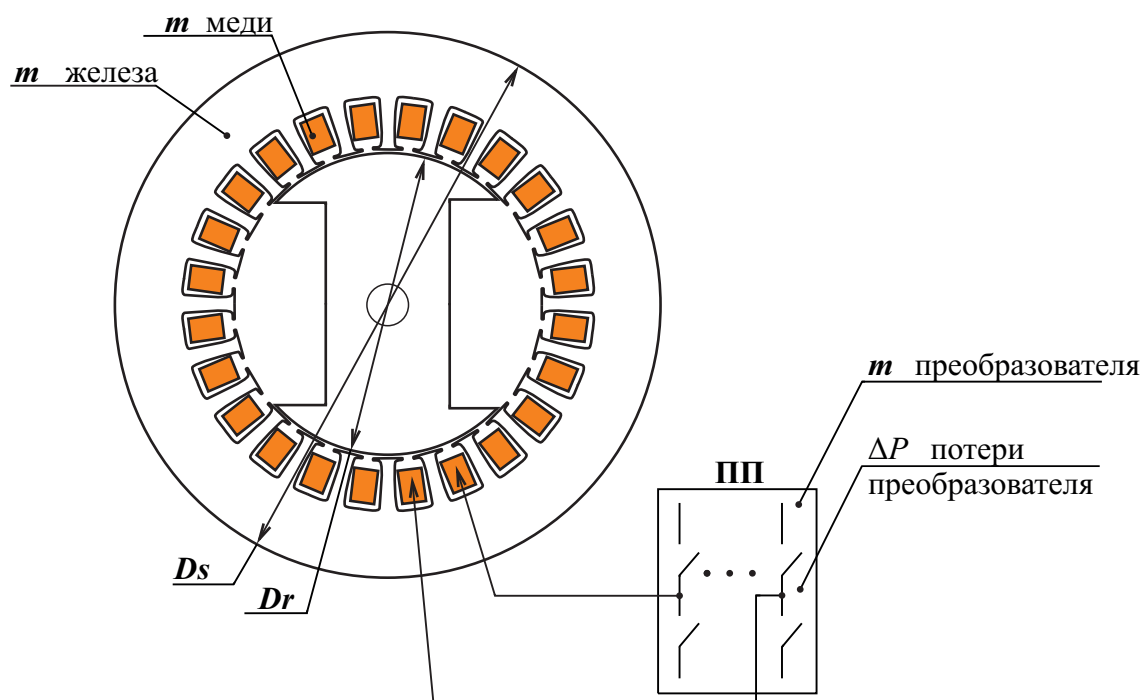


Рис. 4.1. Основные элементы и узлы электротехнического комплекса, подлежащие оптимизации

или масса активного железа на единицу потока), но и от совместного влияния этих компонентов друг на друга. Например, если ставится задача увеличить линейную токовую нагрузку в электроприводе при фиксированных внешних размерах, то приходится учитывать, что удельные затраты на активное железо возрастают, так как в этом случае насыщается спинка статора. В полупроводниковых преобразователях весовые коэффициенты (масса на единицу тока или масса на единицу номинального напряжения) могут изменяться в широком диапазоне.

При использовании традиционных методов проектирования электроприводов, как правило, в качестве критерия эффективности выбирают энергетические показатели ($\cos\phi$, η) [5, 6, 7]. Обусловлено это тем, что массовым является электропривод насосов и вентиляторов [53] – это та группа механизмов, в которых момент сопротивления нагрузки носит равномерный характер, перегрузки в электроприводе небольшие, поэтому выбор в пользу энергетических критериев является наиболее естественным. В электроприводах, в которых достигаются предельные возможности, требуется иначе выбирать соотношение компонентов си-

лового оборудования и активных материалов. Эти критерии могут оказаться противоречивыми. Так, в электроприводах с СРМНВ, улучшая удельные показатели электрической машины, приходится увеличивать количество фаз, но при этом показатель экономической эффективности (массогабаритный показатель или показатель потерь в полупроводниковом преобразователе) падает. Поэтому при решении задачи многокритериальной оптимизации приходится находить компромиссные решения.

Вопросам оптимизации силовой части электропривода посвящено большое количество работ. Выполним анализ наиболее важных работ и дадим оценку предлагаемым решениям.

На сегодняшний день специалисты в области электромеханики, как правило, ориентируются на оптимизацию электроприводов, питающихся от промышленной сети. Поэтому в задачах многокритериальной оптимизации в качестве критериев выступают такие параметры, как $\cos\phi$, КПД, сервис-фактор, повышенная кратность пускового момента. При этом для высоты оси вращения 280 мм достигается КПД 95 % и выше, а потери снижаются на (25–30) % [111]. В гл. 1 проанализированы пути достижения этих показателей, в частности, обращается внимание на то, что ротор становится тяжелее и увеличивается его момент инерции.

При переходе к регулируемому электроприводу авторы [212] показали, что критерии оптимизации могут быть другими, например, для высокоскоростных приводов в качестве целевой функции эффективнее применять критерий: $\Delta P \rightarrow \min$. Варьируя величину отношения диаметра ротора D_p к величине внешнего диаметра D , удалось добиться минимума при $D_p/D = 0,6$ при отношении индуктивностей $L_d/L_q = 10$.

При обзоре технической литературы наибольший интерес вызывали решения в следящих электроприводах, так как в этих системах, как правило, реализуются режимы с предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям из-за существенного влияния динамических показателей на качество протекания процессов. В большинстве случаев решение задачи оптимизации неоднозначно. Здесь наиболее распространённым критериями являются

время позиционирования [87], применение электрической машины с наилучшими обобщёнными показателями типа приемистости

$$\Pi = \frac{M_H^2}{J},$$

добротности (номинального углового ускорения)

$$D = \frac{M_H}{J}.$$

Улучшения этих показателей можно достигнуть применением электромеханических преобразователей особой конструкции [54], например, двигателей с плоским якорем. Задача значительно усложняется при проектировании электроприводов больших мощностей ($P_H > 100$ кВт). Однако, применение электромеханических преобразователей, имеющих сложную нетехнологичную конструкцию, не могут составить конкуренцию более простым техническим решениям.

При проектировании электроприводов, реализующих предельные режимы работы, не исключены и другие критерии оптимизации, в частности, учитывающие наличие податливостей в механической передаче – точностной с применением поэтапной оптимизации [82, 144]. Примечательно, что с использованием аппарата частотных характеристик удалось сформулировать, детализировать по этапам и решить задачу многокритериальной оптимизации следящих автономных объектов с позиции единого точностного критерия. В данной работе представлены убедительные доказательства того, что для объектов, работающих в тяжелых условиях эксплуатации, могут быть успешно применены частотные методы синтеза не только на этапе разработки системы управления, но и при выборе параметров и элементов силовой части. Минимум затрат на активные материалы комплекса “Преобразователь – двигатель” учитывался введением критерия оптимизации $q = Q/M_H$, где Q – масса активных материалов в элементах электропривода, M_H – номинальный электромагнитный момент электрической машины. При этом оптимизировалась форма треугольника, образованного векторами МДС в обобщённой электрической машине с учётом удельных затрат на каждое слагаемое. Результаты оптимизации, выполненной для ряда конкретных электроприводов с различными источниками питания, показали, что желаемая форма моментного треугольника, образованного векторами МДС, зависит от удельных затрат

на активные материалы как в самих электрических машинах, так и в источниках питания цепей статора (якоря) и возбуждения.

Другая группа механизмов, в которых также актуальны задачи обеспечения предельных характеристик, – тяговые механизмы. Наибольшие сложности при проектировании этих объектов связаны с обеспечением широкого диапазона регулирования по моменту. Традиционные подходы к проектированию не позволяют обеспечить современных требуемых показателей по габаритам, перегрузочной способности, диапазонам регулирования скорости и момента. На сегодняшний день существует ряд примеров реализации электроприводов с пассивной конструкцией ротора для тяговых электроприводов с единичной установленной мощностью до 250 кВт и выше [59]. При проектировании авторами был применен надежный бесконтактный электропривод. В качестве критериев оптимизации был принят максимальный момент при минимуме пульсаций электромагнитного момента. Как показали результаты проектирования, в этом электроприводе достигаются улучшенные удельные показатели на (20–30) % по сравнению с асинхронным электроприводом и обеспечиваются существенные перегрузки по моменту (больше 3 M_H).

Анализ технической литературы показал, что можно выделить два основных направления, реализующих принципиально разные подходы к оптимальному проектированию: первый – направлен на поиск оптимальных решений для электроприводов, запитываемых от промышленной сети; второй – комплексный, учитывающий особенности совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя, при этом число фаз обмотки статора может быть увеличено, и каждая из этих обмоток может питаться несинусоидальным током, как это решается в вентильно-индукторных электроприводах [15, 16, 51, 52].

И первый и второй путь имеют право на существование. Например, применяя принципы многообъектной оптимизации [111] для энергоэффективных нерегулируемых электроприводов, удалось обеспечить окупаемость повышенных затрат на электрическую машину за 2 года. Второй путь, учитывающий совместную

работу комплекса “Электрический преобразователь – двигатель” как единого целого, на сегодняшний день уже не считается особенным и принимается обязательным к исполнению.

Однако, рассмотренные самостоятельные подходы обладают существенным недостатком – они не могут совместно учесть детализированное описание электромеханического и полупроводникового преобразователей. В первом случае расчет электромеханической системы может выполняться методом конечных элементов, но при этом учитывать работу источника питания нет необходимости. Во втором случае оптимизацию комплекса, как правило, выполняют для объектов, описываемых звеньями с сосредоточенными параметрами. Указанные подходы вполне допустимы при оптимальном проектировании традиционных систем для традиционных электромеханических преобразователей (имеющих обычную конфигурацию магнитной системы) с синусоидальным возбуждением. Этот подход, как показали расчеты в гл. 2, дает существенные погрешности в зоне перегрузок и при описании систем с особой конфигурацией магнитной системы. Указанная проблема преодолевается переходом к многоэтапной оптимизационной процедуре. Ниже будет дан алгоритм и детализированно будут рассмотрены этапы и некоторые результаты оптимизации. Обобщенный алгоритм был разработан в соавторстве с научным коллективом в [94], при этом автору принадлежит постановка проблемы и задачи оптимизации.

Постановка задачи оптимизации электротехнического комплекса требует определения и обоснования критериев оптимизации, параметров оптимизации, ограничений и функциональных связей.

Задача многокритериальной оптимизации в общем случае может быть сформулирована в виде обобщенной целевой функции

$$Q = \min_{X \in X_{\text{доп}}} \{q_1(\mathbf{X}), q_2(\mathbf{X}), q_3(\mathbf{X})\}. \quad (4.1)$$

Здесь q_1, q_2, q_3 – критерии оптимизации, являющиеся функциями вектора решений $\mathbf{X} \in \mathbf{X}_{\text{доп}}$ и $\mathbf{X} = (F_B, F_A, F, \frac{D_p}{D_c}, f, \alpha_p)$; F_B, F_A, F – МДС потокосцепления возбуждения, потокосцепления “якоря” и результирующего вектора соответ-

ственно; $\frac{D_p}{D_c}$ – отношение диаметра ротора к внешнему диаметру статора; f – количество фаз силовых цепей полупроводникового преобразователя (двигателя); α_p – полюсное деление ротора. В общем случае вектор $\mathbf{X}$ и количество критериев q указанным набором не исчерпывается и может дополняться другими переменными в зависимости от решаемых задач, например, вектор решений может быть представлен параметрами корректирующих устройств системы управления. Выбор типа и критериев оптимизации в общем случае выполняется из следующих соображений. С одной стороны, регулируемый электропривод имеет в своем составе большой набор элементов и узлов, поэтому специалисту-проектировщику выгодно увеличить набор критериев до предельного значения, равного количеству элементов. С другой стороны, каждый из критериев конфликтует между собой, поэтому увеличение целевых функций значительно усложняет задачу. В ряде источников [67] считается, что разумным оптимумом является 2–3 целевые функции. Если предполагается, что функция Q является непрерывной, то в первом случае обобщенный критерий Q является функцией двух переменных q_1, q_2 , которые вместе образуют геометрическое место точек на плоскости, во втором случае аргументы q_1, q_2, q_3 образуют в пространстве поверхность.

После того, как определяются с нужным количеством целевых функций, решается задача выбора и обоснования этих критериев. При благоприятном стечении обстоятельств, что бывает крайне редко и зависит от выбора целевых функций, решением задачи оптимизации является идеальная точка (или точка надир) [67] $Q^I = (Q_1^I, Q_2^I, Q_3^I)$, где

$$Q_i^I = \min_{X \in X_{\text{доп}}} q_i(\mathbf{X}).$$

При проектировании электроприводов, работающих в предельных режимах в зоне значительных перегрузок, обязателен учет характера распределения магнитного поля в активных частях электромеханических преобразователей (см. гл. 2). Более того, в зависимости от вида формы управляющих воздействий изменяются удельные массогабаритные показатели электропривода, а следовательно, изменяется отношение электромагнитного момента к току M/I (см. гл. 3), поэтому при

решении задачи оптимизации электротехнических комплексов с особыми режимами работы требуется оперировать математическим описанием, в котором электромеханический преобразователь представляется с распределенными параметрами. Но применение такого сложного математического аппарата в задачах поиска наилучших решений – довольно сложная задача, поэтому полезно задачу (4.1) разделить на этапы таким образом, чтобы на главном (первом) можно было бы применить упрощенные модели, а уже на последующих, когда определены наиболее значимые факторы, уточнить полученные значения, применив обобщенную математическую модель электропривода.

С учетом этого был предложен алгоритм оптимизации электропривода по массогабаритным показателям, содержащий этапы, показанные на рис. 4.2. На первом этапе выполнялся поиск оптимального распределения активных материалов в электроприводе по критерию минимального значения отношения массы к моменту. При этом, упростив математическую модель электропривода, можно получить аналитическое решение задачи. Это позволило выявить влияние наиболее значимых параметров электропривода на величину электромагнитного момента. На втором этапе выполнялось уточнение и коррекция значений первого этапа, для этого оптимизировался электромеханический преобразователь по критерию минимума величины, обратно пропорциональной электромагнитному моменту, при этом расчет выполнялся с использованием обобщенной математической модели. Второй этап позволил уточнить весовые коэффициенты активных материалов, исходные значения которых брались исходя из рекомендаций заводов-изготовителей электротехнического оборудования. При существенных расхождениях значений, полученных на первом и втором этапах, алгоритм предусматривает возможность возврата к первому этапу. На третьем этапе оптимизировались схемы силовых цепей (выбор конфигурации и количества фаз полупроводникового преобразователя) с позиции экономического критерия качества. Решение задачи на этом этапе допускает применение детализированного математического аппарата, описывающего электромагнитные процессы в полупроводниковых преобразователях с учетом импульсного режима работы. Но на практике



Рис. 4.2. Методика поэтапной оптимизации

в силу ограниченного (дискретного) набора топологий схем силовых цепей источника питания электропривода наиболее эффективным оказался метод обмоточных функций [163].

Полученные решения (идеальные точки) Q_1^I , Q_2^I , Q_3^I могут конфликтовать: улучшение одного из критериев ведет к ухудшению других. Поэтому поиск оптимального решения на этом этапе по критерию Парето наиболее рационально

выполнять методом скаляризации (скалярного ранжирования). Для указанной целевой функции (4.1) наиболее эффективной оказалась аддитивная функция скаляризации [11].

Рассмотрим общие результаты и дадим оценку эффективности предлагаемого метода поэтапной оптимизации для электроприводов с предельными характеристиками.

4.2. Общая задача определения рационального соотношения затрат на активные материалы в системе “Регулируемый преобразователь – двигатель”

4.2.1. Решение задачи в системе с идеальным источником питания

Как известно, электромагнитный момент, создаваемый i -гармоникой, пропорционален модулю векторного произведения [144, 147]:

$$M = \frac{f}{2R} |F_A \times F_B| = \frac{f}{R} S. \quad (4.2)$$

Здесь f – число фаз; R – магнитное сопротивление потоку в электрической машине; F_B , F_A – амплитудные значения первых i -гармоник МДС, создаваемых обмотками, расположенными над полюсом и над межполюсными промежутком соответственно; S – площадь треугольника (будем по тексту его называть “моментным треугольником”), образованного векторами-слагаемыми F_B , F_A и F – вектором-суммой. Необходимо обратить внимание на геометрический смысл выражения для электромагнитного момента: векторное произведение пропорционально площади треугольника, образованного векторами потокосцепления статора, ротора и результирующего вектора (для обобщённой электрической машины).

В уравнении (4.2) не учитывается влияние высших гармоник на величину электромагнитного момента. В обычных (классических) машинах это вполне допустимо, тем более, что высшие гармоники полезный электромагнитный момент не создают [23, 109]. В электроприводах с СРМНВ высшие гармоники прини-

мают участие в создании момента. В первой главе выполнялась оценка такой добавки и она составила около 20 %. Неучет этой величины вполне допустим, так как на последующих этапах будет выполнено уточнение.

Затраты на активные материалы электропривода могут быть представлены суммой:

$$Q = aF_B + bF_A + cF,$$

где a, b, c – удельные весовые коэффициенты, а именно, a, b оценивают удельные затраты на медь и полупроводниковый преобразователь, коэффициент c – на сталь магнитной системы. Эти коэффициенты для серийных электроприводов известны. Однако, когда ставится задача выбора параметров двигателя и полупроводникового преобразователя, их номинальных данных для новых типов электроприводов, то эта задача далека от завершения.

Задачу минимизации удельных затрат активных материалов удобно решать введением критерия, обоснованного проф. Усыниным Ю.С. [144]:

$$q_1 = \sum \frac{Q}{M}. \quad (4.3)$$

При этом на оптимизируемую систему накладываются ограничения:

$F_X = \{F_B + F_A: F_B + F_A \leq F\}$ – из условий геометрических ограничений на “моментный треугольник”; $F \leq F_{\text{доп}}$ – определяется насыщением магнитной системы.

Уравнения связи устанавливают связь между линейными размерами “моментного треугольника” и его площадью:

$F_A \cdot F \cdot \sin \alpha = S = \text{Const}$, где α – угол между векторами F_A, F .

Для решения задачи оптимизации электропривода можно уравнение (4.4) представить в следующем виде:

$$q = \frac{a \cdot F_B + b \cdot F_A + c \cdot F}{p \cdot (p - x) \cdot (p - y) \cdot (p - z)}, \quad (4.4)$$

где $p = \frac{x + y + z}{2}$ –

полупериметр моментного треугольника, длины сторон которого $x = F_B$, $y = F_A$, $z = F$.

Оптимум достигается, когда составляющие магнитодвижущей силы в электрической машине подчиняются следующему условию [144]:

$$\frac{\cos\alpha}{a} = \frac{\cos\beta}{b} = \frac{\cos\gamma}{c}, \quad (4.5)$$

где α, β и γ – углы в треугольнике, лежащие напротив сторон x, y и z .

Удобно имеющиеся уравнения при численных методах решения привести к кубическому уравнению, которое решается относительно $\cos\alpha$

$$2 \cdot b \cdot c \cdot \cos^3\alpha = a^2 - (a^2 + b^2 + c^2) \cdot \cos^2\alpha.$$

Правая часть уравнения на отрезке от 0 до 90° монотонно возрастает, а левая – монотонно убывает. Система имеет единственное решение, т.к. кривые, которые соответствуют левой и правой частям рассматриваемого нами уравнения, пересекаются в одной точке. Чтобы не обращаться к сложным современным методам, предложен следующий очень простой численный метод решения уравнения. Необходимо разбить имеющийся отрезок от 0 до 90° на несколько и на каждом из получившихся отрезков найти разницу между правой и левой частями уравнения. Определить отрезок, на котором эта разница меняет свой знак, и разбить его снова на 10 еще более мелких отрезков и т.д. Повторять данную процедуру разбиения до тех пор, пока не достигнем требуемой точности. Достаточной точностью является разница около 1°. Значения других углов (например, β и γ) можно определить по уравнению (4.5).

На начальном этапе удельные показатели двигателей и полупроводниковых преобразователей, выбирались по данным заводов-изготовителей электротехнического оборудования.

В более общем случае необходимо скорректировать удельные коэффициенты, которые входят в уравнение (4.4):

$$\begin{cases} a_{\Sigma} = a_{\text{эм}} + a_{\text{ип}}; \\ b_{\Sigma} = b_{\text{эм}} + b_{\text{ип}}; \\ c = \text{const}, \end{cases}$$

где $a_{\text{эм}}, a_{\text{ип}}, a_{\Sigma}$ – удельные затраты на элементы цепи статора: суммарные затраты, обмотку статора электродвигателя, регулируемый источник питания;

$b_{\text{эм}}, b_{\text{ип}}, b_{\Sigma}$ – удельные затраты на элементы цепи ротора: регулируемый источник питания, обмотку ротора электродвигателя, суммарные затраты;

c – удельные затраты на магнитопровод электродвигателя, принятые неизменными в том случае, если у двигателя остается неизменным номинальное напряжение.

Массогабаритные показатели сравнивались для асинхронных электроприводов и электроприводов с СРМНВ, обмотки статора которых были подключены к различным вентильным преобразователям. В качестве базового варианта были выбраны электроприводы, которые предназначены для работы от промышленной трехфазной сети переменного тока, двигатели в этом случае оптимизированы по общепринятым методам проектирования электрических машин. Конкретные результаты расчета проиллюстрируем на примере разных типов электроприводов, реализованных в корпусе двигателя *MTF 312-6* (*MTF 312 – 6*, $P_n = 15$ кВт, $\eta = 0,82$, $\cos \varphi = 0,73$, $n_n = 955$ об/мин, $I_c = 38$ А, $I_p = 46$ А). Соответствующие заводским данным удельные коэффициенты расхода активных материалов для этого двигателя: $\alpha = 0,2$ кг/А, $\beta = 0,22$ кг/А и $c = 3,87$ кг/А. Показатель $q_1 = 0,76$ кг/Нм. Так как электропривод с СРМНВ был реализован в корпусе асинхронного двигателя *MTF 312-6*, то и исходный показатель критерия q_1 был принят таким же как и в асинхронном электроприводе.

В первом случае массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя принимались равными нулю. Этот случай актуален для стационарных объектов, в которых реализуются предельные показатели по быстрдействию, например, механизмов металлургического производства. Форма моментного треугольника в базовых вариантах была такой же, как при питании серийного двигателя от сети (рис. 4.3). По предложенной методике проводилась оптимизация, критерием которой выступал минимум массы активных материалов. Перераспределением МДС, которые образуют моментный треугольник, подбиралось оптимальное решение. В случае, когда принят идеальный источник питания, т.е. учитывались только затраты на активные материалы в двигателе, показатель $q_1 = 0,46$ кг/Нм (см. табл. 4.1). Благодаря тому, что удельные массогабаритные показатели электроприводов с СРМНВ оказываются лучше, этот эффект оказался выше и $q_1 = 0,39$ кг/Нм. Такой случай можно считать идеальным, т.к. затраты на источник питания приняты нулевыми, напряжение на статоре двигателя может

иметь любую форму и амплитуду, а насыщение в машине отсутствует. Тот же самый расчет для электроприводов средней и большой мощностей показал, что эффект от оптимизации оказывается скромнее и составляет не более 10 %.

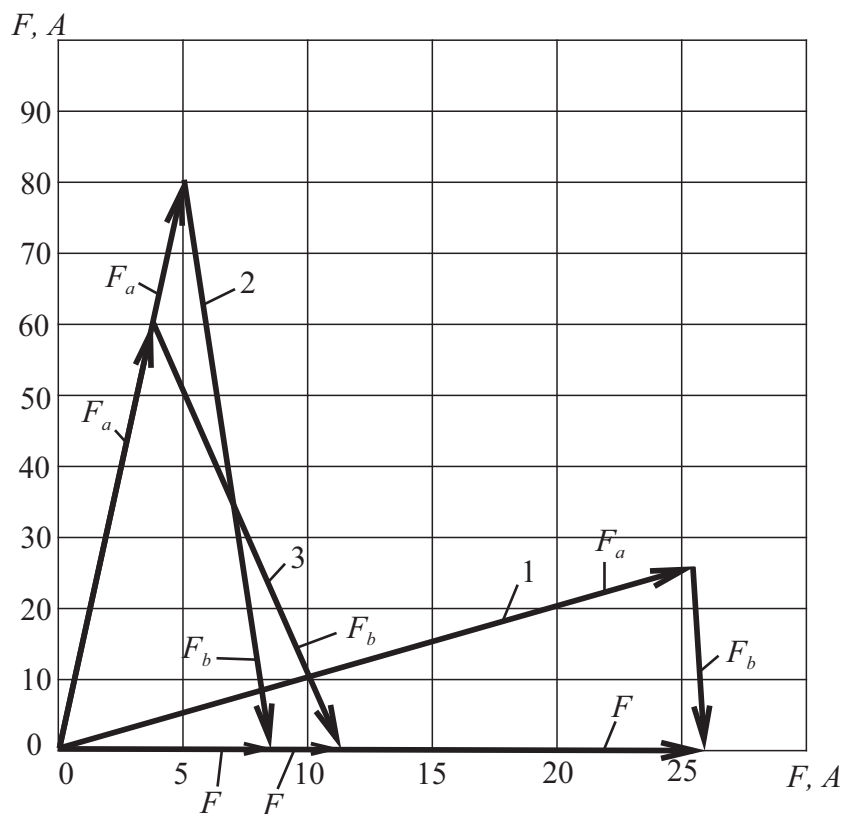


Рис. 4.3. Пространственные векторные диаграммы токов в обобщенном электроприводе переменного тока при различных способах оптимизации “моментного треугольника”: исходный (1); при идеальном источнике питания (2); в реальной схеме “преобразователь частоты – двигатель”(3)

Этот результат объясняется тем, что в приводах больших мощностей, спроектированных для сложных технологических объектов, в большей степени учитывают регулировочные показатели и в меньшей степени традиционные критерии, характерные для массовых регулируемых электроприводов.

Необходимое изменение формы моментного треугольника достигается посредством перераспределения отношения площади пазов к площади зубцов в сечении статора двигателя (т.е. перераспределением величин сомножителей в произведении $B \cdot A$, где B – индукция в зазоре электрической машины, A – линейная плотность тока статора) и изменение числа проводников обмотки статора достигается.

После получения результатов оптимизации необходимо оценить возможность реализации формы моментного треугольника. На рис. 4.3. (треугольник 2) такая форма может быть получена только при полностью управляемом электроприводе как со стороны статора, так и со стороны ротора, например, в электроприводе с машиной двойного питания [80, 152].

Таблица 4.1

Результаты оптимизации первого этапа

Система электропривода		Исходный вариант	Оптимизированный вариант
“Идеальный полупроводниковый преобразователь – асинхронный двигатель”	F_A, A	38	82,2
	F_B, A	28,2	82,1
	F, A	25,97	8,93
	q_1	0,76	0,46
Система “Преобразователь частоты – асинхронный двигатель”	F_A, A	38	63
	F_B, A	28,2	63,5
	F, A	25,97	11,6
	q_1	0,84	0,65
Электропривод с СРМНВ	F_A, A	38	70
	F_B, A	28,2	72,4
	F, A	25,97	9,6
	q_1	0,76	0,39

4.2.2. Уточнение задачи с учетом нагрузочной диаграммы электропривода

В электроприводах, работающих в предельных режимах работы с нагрузочной диаграммой, имеющей “рваный” характер, приходится несколько иначе решать поставленную задачу.

В п. 4.2.1 предполагалось, что электропривод работает в “спокойном” режиме, с незначительными перегрузками по моменту. В этом случае вполне допустимо пренебрегать насыщением магнитной системы (рис. 4.3, треугольник 2). В оптимизированном электроприводе материалы перераспределяются в пользу малозатратных частей (в данном случае в пользу активной меди).

В электроприводах, работающих со значительными перегрузками, например, это характерно для тяговых механизмов, главных приводов прокатных станов и др., приходится накладывать ограничения на длину результирующего вектора потокосцепления. В этом случае наилучшие результаты могут быть получены при ортогональном положении активной составляющей тока F_a и результирующего вектора F (см. рис. 4.4).

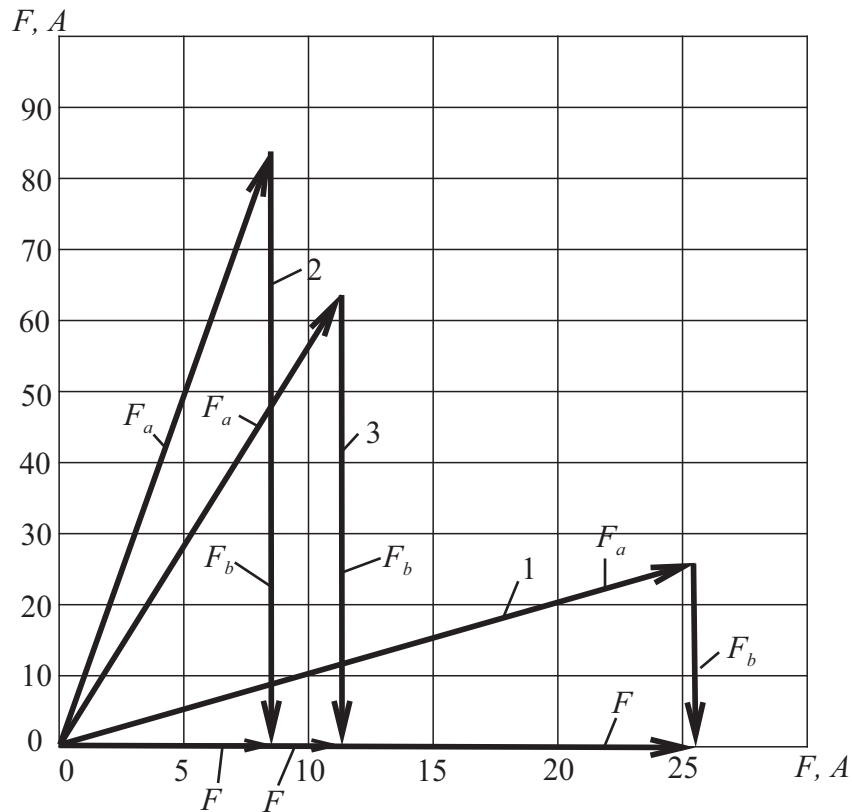


Рис. 4.4. Пространственные векторные диаграммы токов в обобщенном электроприводе переменного тока при различных способах оптимизации “моментного треугольника” с углом $\alpha = 90^\circ$: исходный (1); при идеальном источнике питания (2); в реальной схеме “преобразователь частоты – двигатель” (3)

В [144] для данного случая было уточнено соотношение для решения системы уравнения (4.5):

$$a \cdot \sin \alpha + c \cdot \sin^2 \alpha = b \cdot \cos \alpha + c \cdot \cos^2 \alpha. \quad (4.6)$$

Параметры уравнения (4.6) определяют форму “моментного” треугольника для случая тяжелого режима работы электропривода.

Наибольший интерес представляет даже не решение уравнения (4.6), а ответ на вопрос, в каких случаях требуется накладывать ограничение на форму треугольника (рис. 4.4), а в каких – выполнять расчет по п.п. 4.2.1. Решить эту задачу

можно, только выполняя детализированный расчет электропривода, с учетом насыщения магнитной системы. В ходе реализации НИР [172] был получен следующий результат: в электрических машинах с неявнополюсным ротором (асинхронных и синхронных) ограничения на величину результирующего вектора МДС F накладываются при перегрузках по моменту $M/M_H > 2$. В электроприводах с явнополюсной конструкцией ротора (в синхронных с активным ротором и реактивных машинах) это ограничение проявляется немного раньше $M/M_H > 1,8$ и обусловлено локальным насыщением участков магнитопровода вблизи полюсов.

Выбор формы моментного треугольника по рис. 4.3 или по рис. 4.4 выполняется на основании расчета среднеквадратичного отклонения момента сопротивления рабочего органа. При этом расчет нагрузочной диаграммы электропривода выполняется по стандартным методикам, подробно изложенным в существующей технической литературе по электрическому приводу [56, 57]. Исследования [172] показали, что если среднеквадратичное значение момента превышает среднее более чем в 2,5 раза, то при проектировании электромеханического преобразователя необходимо так перераспределять активные материалы, чтобы форма моментного треугольника соответствовала рис. 4.4.

4.2.3. Решение задачи в системе с реальным источником питания

Во втором случае учитывались массогабаритные показатели полупроводниковой части. Эта задача актуальна, например, для автономных объектов в тяговых электроприводах или тогда, когда комплектный электропривод является составной частью рабочего органа. В этом случае учет выполнялся корректировкой весовых коэффициентов a и b в сторону увеличения.

Современные полупроводниковые преобразователи выпускаются рядом электротехнических фирм и имеют в части типоразмера определенную унификацию: выполненные в одном корпусе (примерно до 100 кВт) и модульного исполнения (выше 100 кВт).

Оценку весовых коэффициентов полупроводниковых преобразователей $b_{ип} = m/I_H$ удобно выполнять статистическими методами, если разделить всю

линейку мощностей, на которую выпускаются полупроводниковые преобразователи, на ряд участков и из каждой области взять случайную выборку. Для каждого выбранного преобразователя по его техническим характеристикам можно определить его весовой коэффициент.

В [175] на начальном этапе процедуры оптимизации расчетом коэффициента корреляции Пирсона установлено, что при линейной регрессии коэффициент корреляции принимает значение 0,48 и соответствует слабой отрицательной связи между переменными тока и удельной массы преобразователя частоты.

m/I_H , кг/А

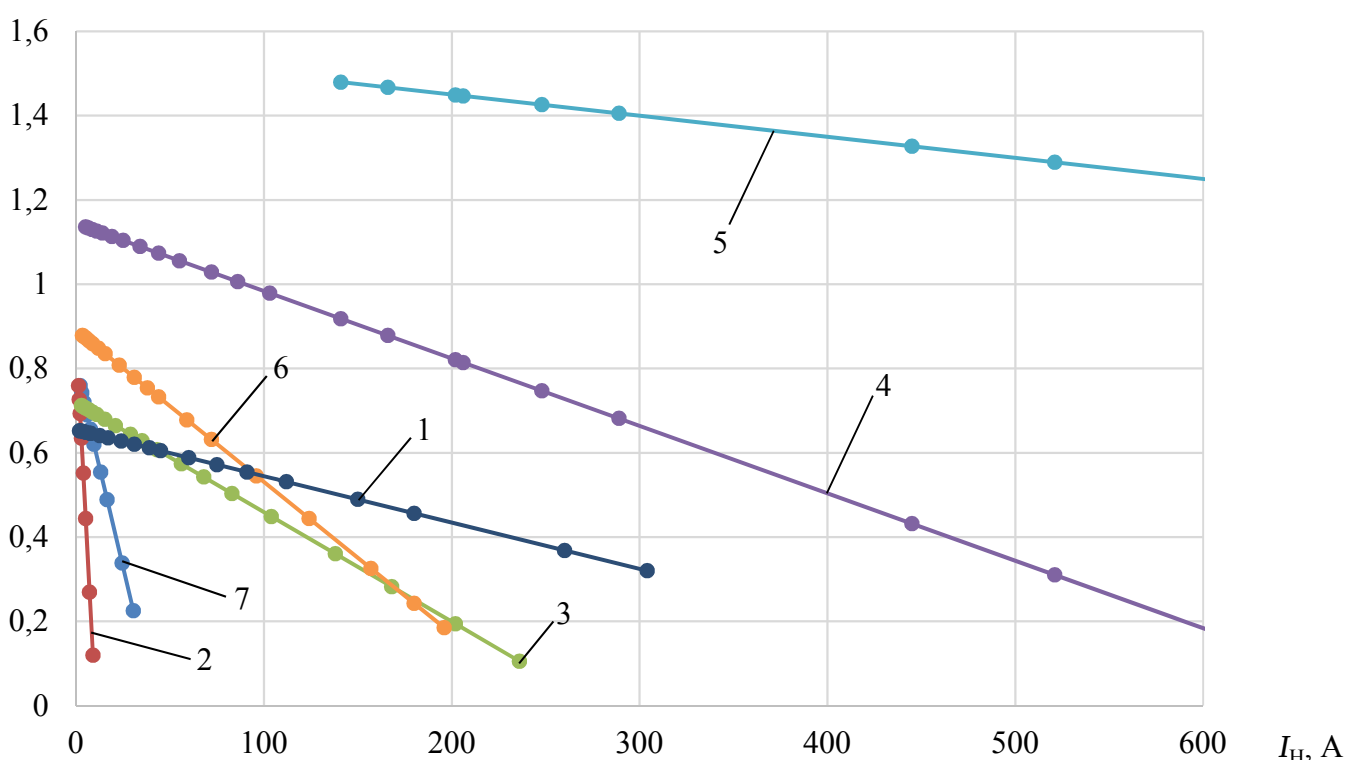


Рис. 4.5. Линейная регрессионная зависимость удельной массы вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *Control Techniques*; 2 – SK фирмы *Control Techniques*; 3 – SP фирмы *Control Techniques*, 4 – ACS800-01 фирмы *ABB*; 5 – ACS660, фирмы *ABB*; 6 – ACS550-01 фирмы *ABB*; 7 – 3G3RVA фирмы *Omron*

На рис. 4.5 даны регрессионные линейные зависимости коэффициента m/I_H от номинального тока преобразователей разных производителей: ABB, Siemens и др. Представленные зависимости позволяют дать приближенную оценку разного типа преобразователям. Наиболее значимыми отличиями обладают кривые 5 и 4. Эти отличия обусловлены тем, что рассмотренные преобразователи относятся к разным поколениям (ACS 660 – разработка середины 90-х годов, ACS 800 – разработка начала 2000).

Учитывая, что связь между переменными в линейной регрессии слабая, а также то, что различные полупроводниковые преобразователи имеют весовые коэффициенты $a_{ип}$, $b_{ип}$, зависящие от типоразмера привода (в полупроводниковых преобразователях модульного исполнения коэффициенты $a_{ип}$, $b_{ип}$ имеют большее значение, чем в преобразователях частоты “компактного исполнения”), полезно дать обобщенную регрессионную зависимость, аппроксимированную степенным полиномом. Анализ выборочных среднеквадратичных отклонений для различных порядков уравнения регрессии показал, что наиболее приемлемое значение показателя полинома составляет – 5. В НИР [172] под руководством автора, показано, что при этом достигается минимум среднеквадратичного отклонения измеренных точек и точек регрессионной зависимости.

Уравнение для весовых коэффициентов $a_{ип}$, $b_{ип}$ может быть представлено в виде:

$$a_{ип} = m/I(I_n) = A_{25} \cdot I_n^5 + A_{24} \cdot I_n^4 + A_{23} \cdot I_n^3 + A_{22} \cdot I_n^2 + A_{21} \cdot I_n + A_{20},$$

где A_{ij} – коэффициенты уравнения регрессии.

Методом наименьших квадратов коэффициенты регрессии $A = (A_0, A_1, \dots, A_m)^T$ могут быть найдены согласно уравнению [39]:

$$\Lambda \cdot A = \beta,$$

где $\Lambda = \Phi^T \cdot \Phi$, $\beta = \Phi^T \cdot y$.

Матрица Φ принимает следующий вид:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & x_0 & \dots & x_0^m \\ 1 & x_1 & \dots & x_1^m \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & x_n & \dots & x_n^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & I_{н0} & \dots & I_0^5 \\ 1 & I_{н1} & \dots & I_1^5 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & I_{нn} & \dots & I_n^5 \end{bmatrix},$$

где x – значение номинального тока вентильного преобразователя;

n – порядковый номер коэффициента уравнения регрессии;

m – максимальная принятая степень уравнения регрессии.

В результате расчета получено уравнение регрессии:

$$m/I(I_n) = A_{25} \cdot I_n^5 + A_{24} \cdot I_n^4 + A_{23} \cdot I_n^3 + A_{22} \cdot I_n^2 + A_{21} \cdot I_n + A_{20}.$$

Результаты статистической обработки удельных цен
на полупроводниковые преобразователи

Параметр	I_H , А	ЦЭМП/ I_H , Евро/А	ЦРЕГ/ I_H , Евро/А	d	d^2
Номер опыта					
1	5	106,48	72,5042	33,9758	1154,36
2	11	72,42	68,3307	4,08925	16,722
3	20	51,44	62,6122	-11,172	124,819
4	25	50,33	59,7026	-9,3726	87,845
...	...	...	...	...	...
31	1000	32,88	24,4799	8,40008	70,5613
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$	8,16				
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	0,326				
$t_{\text{КРИТ}}$	2,042				

На рис. 4.6 показана зависимость весовых коэффициентов полупроводникового преобразователя в функции тока со средним квадратичным отклонением не более 15%, а в табл. 4.2 представлены результаты статистической обработки показателя m/I_H . Предложенная зависимость является теоретической и отражает

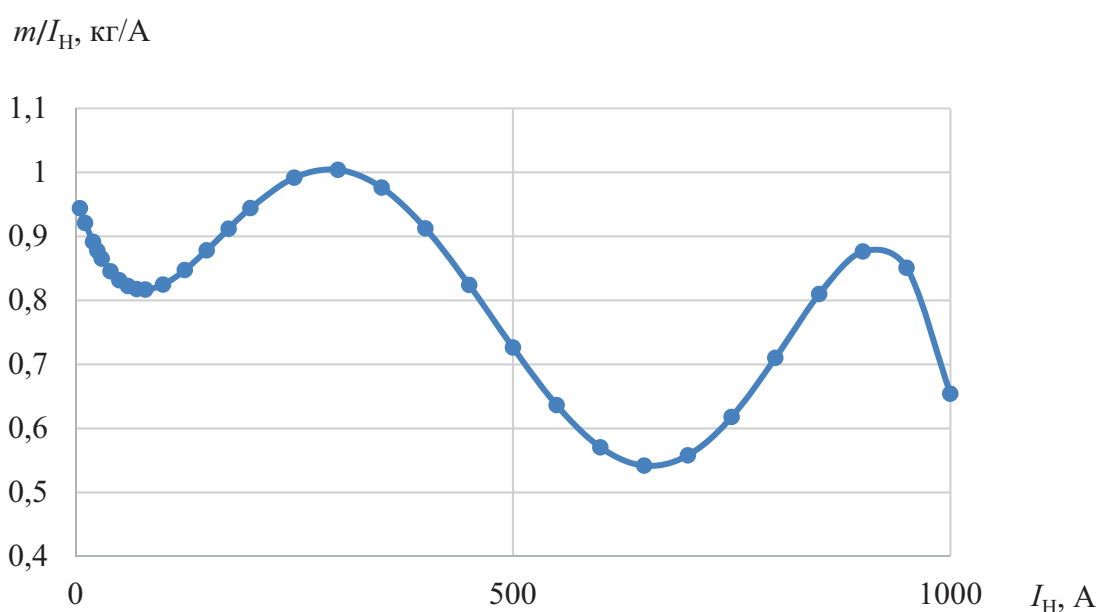


Рис. 4.6. Обобщенная регрессионная зависимость удельной массы полупроводникового преобразователя от тока

зависимость удельной массы абстрактного преобразователя частоты от тока в наиболее используемом диапазоне мощностей.

При оптимизации массогабаритных показателей электропривода проектировщик обычно не знает фирму-поставщика электротехнического оборудования, так как тендер среди участников конкурса проводится уже после принятия принципиальных решений. Во-вторых, значения обобщенных весовых показателей позволяют дать оценку удельных показателей современной полупроводниковой технике и дать некоторый прогноз на ближайшее время. Проанализируем зависимость кривой на рис. 4.6. При линейной регрессии (рис. 4.5) было показано, что удельный показатель m/I_H преобразователей частоты снижается линейно в функции тока. В действительности (рис. 4.6), эта зависимость имеет более сложный характер. Ряд локальных минимумов кривой рис. 4.6 обусловлены стандартной линейкой типоразмеров: обычно в целях унификации оборудования один габарит выполняется на несколько мощностей, затем происходит скачкообразный переход на следующий габарит. Начиная с мощностей, больших 100 кВт (150–200 А) экономически оправдан переход к модульному исполнению полупроводниковых преобразователей частоты (на рис. 4.6 в этом диапазоне токов наблюдается локальный максимум).

При оптимизации электропривода по массогабаритным показателям удобно пользоваться кривыми рис. 4.5 (если тип преобразователя частоты известен на этапе проектирования) или кривой рис. 4.6, если тип источника питания на начальном этапе неизвестен.

Результаты оптимизации электротехнического комплекса в системе с реальным источником тока

Показатель q_1 при подключении электродвигателя к реальному источнику питания становится хуже. Рассматривался реверсивный транзисторный широтно-импульсный преобразователь как реальный источник питания с удельным коэффициентом $a_{\text{ип}} = 0,12$ кг/А. Сначала, как и в базовом варианте, форма моментного треугольника двигателя не менялась. При этом для всего электропривода увеличились удельные затраты активных материалов из-за источника питания и стали составлять $q_1 = 0,84$ кг/Нм.

Выполненная затем в соответствии с уравнением (4.5) оптимизация комплекса «источник питания – двигатель» с учетом массы источника питания привела к весьма вытянутому моментному треугольнику ЭД ($F_A = 63$ А, $F_B = 63,5$ А, $F = 1,6$ А), что вызвано значительным увеличением коэффициента $a_{ип}$. Удельные затраты активных материалов в электродвигателе увеличились, но в целом для электропривода показатель затрат уменьшился до $q_1 = 0,6$ кг/Нм (см. табл. 4.1).

На основании приведенных вариантов решений (табл. 4.1) видно, что при больших удельных затратах на источник питания (т.е. когда увеличиваются численные значения коэффициента $a_{ип}$) эффективное согласование цепей электродвигателя и источника питания по массогабаритным показателям утрачивается. Т.е. улучшить можно «хорошие» решения и достаточно трудно и почти невозможно – «плохие». Это заставляет настойчивее вести поиск вариантов источников питания, имеющих относительно малые $a_{ип}$. В этой связи полезно внимательнее присмотреться к нетрадиционным схемотехническим решениям, например, в многофазных системах рассмотреть варианты силовых цепей с нулевой точкой источника питания звена постоянного тока.

С целью обобщения результатов и выявления устойчивости решений была построена пространственная поверхность критерия оптимизации от соотношения $k = F / F_B$ и угла α между векторами F и F_B (рис. 4.7). В первом случае (рис. 4.7, а) предполагалось, что удельные затраты на активные материалы (железо и медь) одинаковые. Как и следовало ожидать, оптимальная форма “моментного” треугольника – это равносторонний треугольник с углом $\alpha = 60^\circ$ (на рис. 4.7, а оптимальная точка выделена красным цветом). В реальных электроприводах положение оптимальной точки смещается в сторону малозатратных элементов электропривода. Из рис. 4.7 (б и в) следует, что с увеличением мощности электропривода оптимальная точка движется в направлении, при котором угол α увеличивается, при этом в мощных электроприводах показатель q_1 снижается по сравнению с маломощными решениями, что вполне согласуется с практикой, потому как при увеличении мощности использование активных материалов улучшается за счет

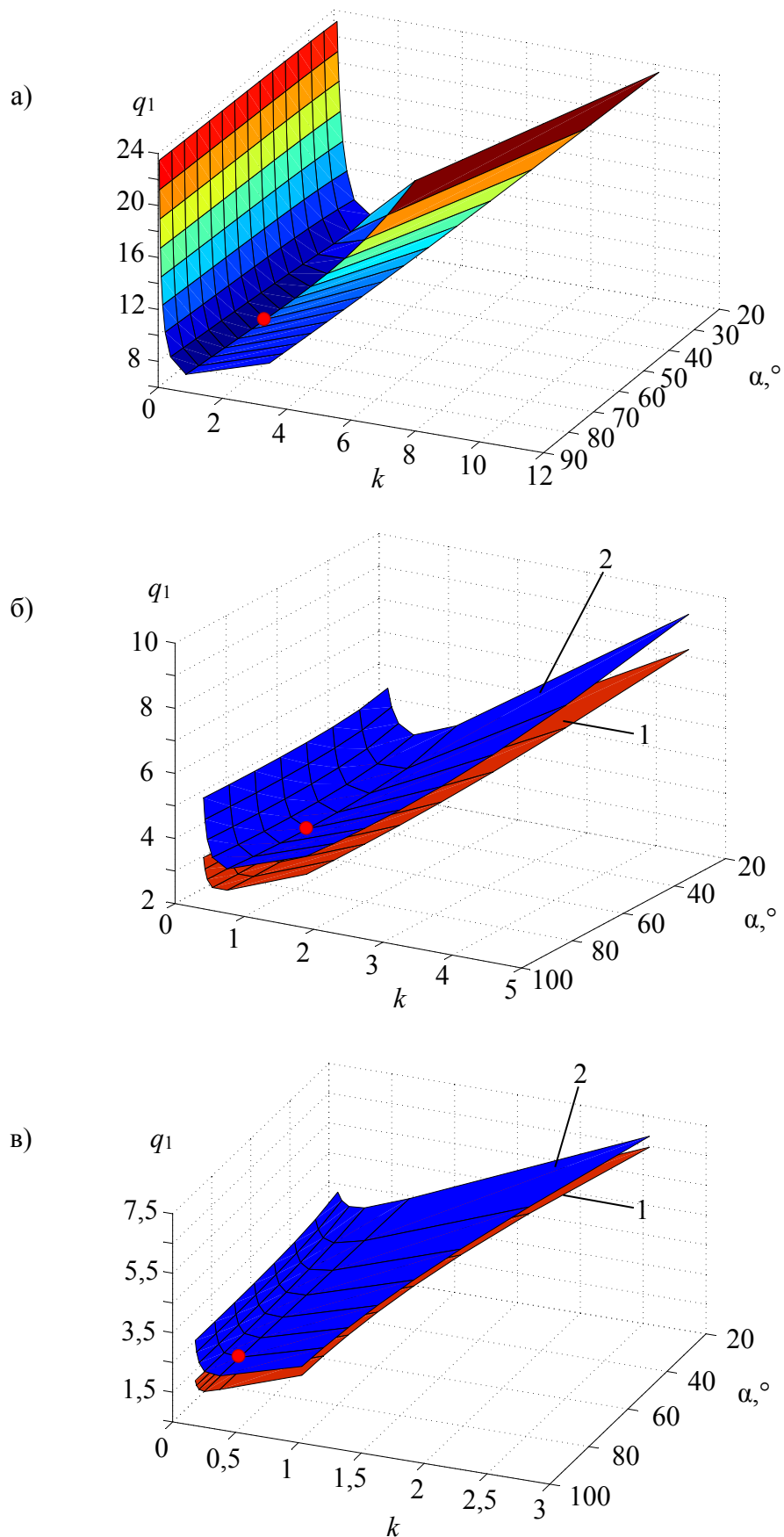


Рис. 4.7. Зависимость критерия q_1 оптимизации от $k=F/F_{\text{в}}$ и угла α для случаев:
 а) весовые коэффициенты "a, b, c" в электрической машине равны;
 б) мощность электропривода $P=5$ кВт, с идеальным источником (1), с преобразователем частоты (2);
 в) мощность электропривода $P=100$ кВт, с идеальным источником (1), с преобразователем частоты (2)

больших значений электромагнитных нагрузок. Если в электроприводе учитывать массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя, поверхности 1 стремятся занять положение поверхности 2 (рис. 4.7 б, в).

Использование обобщенных пространственных поверхностей позволяет решать задачу не аналитическими, а численными методами. На основании анализа изолиний пространственных поверхностей, которые представляют собой кривые, близкие к окружности, можно сделать вывод, что задача оптимизации относится к классу корректно поставленных и не требует применения дополнительных методов регуляризации. При этом анализ получаемых поверхностей позволяет указать путь, по которому можно отклоняться от оптимальных решений так, чтобы показатель q_1 изменялся незначительно, но при этом в силу существования других критериев, выгоднее принять другие соотношения между активными элементами электропривода.

4.3. Выбор основных размеров электромеханического преобразователя

4.3.1. Постановка задачи выбора главных размеров двигателя

При нахождении оптимальных значений векторов решений X исходили из предположения, что весовые коэффициенты остаются неизменными. На самом деле весовые коэффициенты можно считать постоянными лишь условно. Например, увеличение активной меди требует выбора другого номинала полупроводникового преобразователя, а следовательно, изменения в целевой функции параметра $a_{ип}$ (см. рис. 4.5, 4.6). В электромеханическом преобразователе весовые коэффициенты изменяются в более широком диапазоне и обусловлено это насыщением элементов и параметров магнитной системы. Условно постоянным можно считать параметры (весовые коэффициенты) a, b по меди, но только в пределах незначительных изменений площади паза.

Уточненные значения весовых коэффициентов могут быть получены только при детализированном расчете электропривода с учетом насыщения магнитной системы.

На втором этапе выполнялся поиск значений векторов решений $\mathbf{X}$ (отношения внешнего диаметра статора ко внутреннему, полюсного деления). При этом остальные значения вектора решений $\mathbf{X}(F, F_B, F_A, f)$ на этапе поддерживались постоянными. В качестве критерия оптимизации принималась величина, обратная развиваемому электромагнитному моменту двигателя. При выборе метода решения руководствовались следующим: метод решения должен давать результат за минимальное число итераций, но при этом должен обеспечивать надежную сходимость результатов расчета. Методы нулевого порядка не требуют аналитического представления оптимизируемой функции, отличаются простотой, но расчет выполняется за относительно большое количество итераций, при этом не гарантирована сходимость [67]. При решении задачи оптимизации методами первого порядка (градиентные) расчет осуществляется за ограниченное количество итераций и при оптимальном расчете шага имеет достаточно надежную сходимость при условии, что оптимизируемая функция не носит овражный характер или изолинии не являются вытянутым эллипсом (правда, проблема овражных функций очень сложно преодолевается при любых оптимизационных процедурах).

В нашем случае оптимизируемая функция неизвестна, так как математическая модель (рис. 2.2) вряд ли может быть представлена в виде элементарных функций и может быть рассчитана только в табличной форме. С другой стороны, в п. 2.1. обращалось внимание на то, что в упрощенных математических моделях величина электромагнитного момента представляется в виде функции с сосредоточенными параметрами. При этом данные методы расчета дают погрешности, не превышающие (5–15)% (см. табл. 2.1). Более того, данные значения будут использоваться лишь для расчета шага итерации, реальное значение функции оценивается по детализированной математической модели (рис. 2.2.).

Оценку величины электромагнитного момента можно вести по приближенной функциональной зависимости от геометрических параметров машины, устанавливаемой машинной постоянной Арнольда [109]:

$$M(\alpha, D_p) = \pi D_p^2 \alpha k_b k_{об} A B_\delta.$$

В качестве варьируемых координат принимаются обобщенные геометрические параметры машины. При оптимизации СРМНВ этими обобщенными параметрами являются полюсное деление α и диаметр ротора D_p .

Критерием оптимизации примем величину

$$q_2 = \frac{1}{M(\alpha, D_p)},$$

при этом ограничениями выбирались геометрические параметры, которые ограничивались в силу физического смысла:

$$D_p = \{D: D_p \leq D_c\}, \text{ где } D_c - \text{внешний диаметр статора};$$

$$\alpha_x = \{\alpha: \alpha < 1\} - \text{полюсное деление ротора}.$$

4.3.2. Алгоритм выбора размеров и уточнение весовых коэффициентов расхода активных материалов

Задача решалась градиентным методом Флетчера-Ривса для двумерного случая, который представляет собой модифицированный метод наискорейшего спуска и отличается быстрой сходимостью [67].

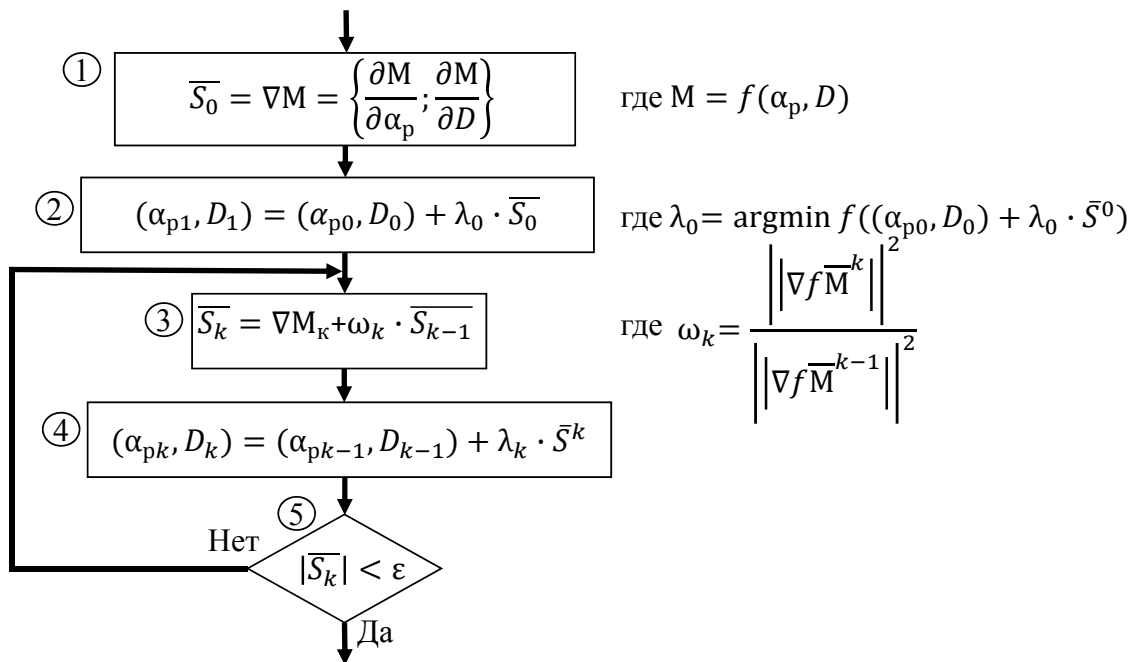


Рис. 4.8. Алгоритм оптимизации геометрических параметров электромеханического преобразователя

На рис. 4.8 представлен алгоритм расчета, который был реализован для случая обобщенной математической модели, реализованной в модулях Ansys Maxwell и Ansys Simplorer (см. рис. 2.22). Программа, реализующая данный алгоритм, была зарегистрирована в ФИПС [126].

При расчете принималось, что задание токов статора, которое подавалось с выхода регулятора скорости, оставалось постоянным, а электропривод оставался неподвижным, что обеспечивалось системой управления электроприводом нагрузочной машины (на рис. 2.22 не показана).

В первом блоке выполняется расчет направления наискорейшего спуска путем вычисления градиента функции $M(\alpha, D_p)$. Эта функция имеет квадратичную форму. В блоке 2 алгоритма на начальном этапе вычисляется шаг вектора решений $\mathbf{X} = (F_B, F_A, F, \frac{D_p}{D_c}, f, \alpha)$, как и в алгоритме наискорейшего поиска, путем минимизации коэффициента λ . В блоке 3 подбирается новое направление спуска, которое учитывает предыдущее S_{k-1} , при этом параметр ω_k определяется на основании значений матрицы Гессе, рассчитанной для этапов $k - 1$ и k [67].

4.3.3. Анализ результатов расчета

В каждом конкретном случае (для определенной мощности, количества пар полюсов, степени насыщения магнитной системы) критерий q_2 будет иметь свое значение. Наибольший интерес представляет сопоставление результатов оптимизации по критерию q_2 с исходными значениями, которые получаются в серийных электромеханических преобразователях. На рис. 4.9 показана зависимость критерия q_2 от переменных $\frac{D_p}{D_c}$, α . Как показали результаты расчета, положение точки в оптимизированном варианте смещается от исходного в сторону “дна” поверхности q_2 . Это объясняется тем, что при проектировании серийного электродвигателя система критериев другая. Часто в качестве критерия выбирается КПД [109]. Этот подход продолжает применяться при проектировании новых электродвигателей энергоэффективных серий. Объясняют это тем, что существенная часть затрат (более 70%) приходится на эксплуатацию и лишь (20–30)% – на себестоимость электромеханического преобразователя.

При проектировании электроприводов, реализующих предельные характеристики по быстродействию и перегрузочной способности, критерий q_2 является наиболее естественным, так как позволяет поднять добротность электропривода M/J . Эффект от оптимизации в каждом конкретном случае будет свой. На рис. 4.9 получено улучшение массогабаритных показателей на (10–15)%. В некоторых случаях этот эффект будет отсутствовать вообще, если речь идет о именной машине, спроектированной, например, для главного электропривода прокатного стана.

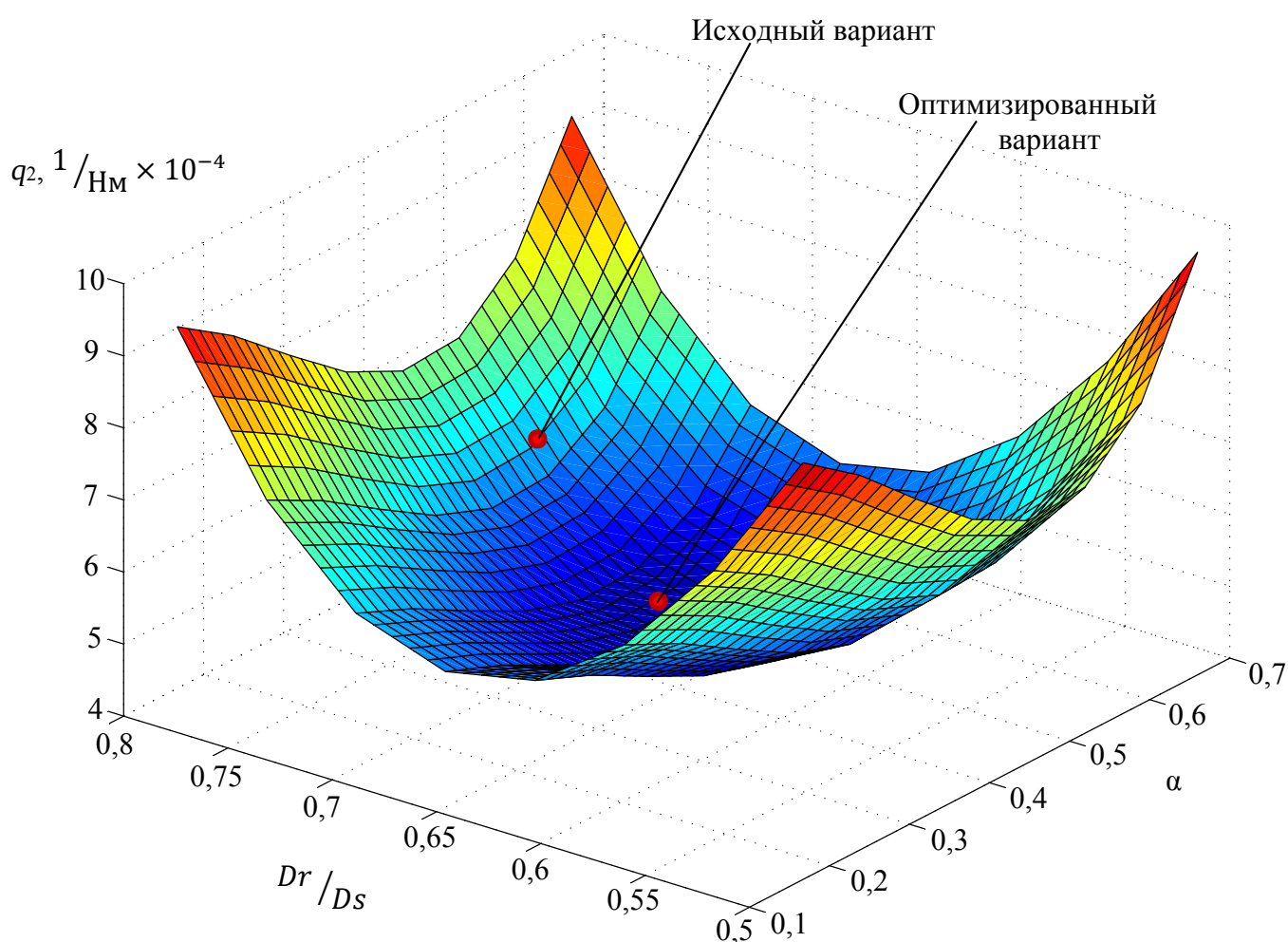


Рис. 4.9. Зависимость критерия q_2 от геометрических параметров электрической машины $P_H = 250$ кВт

Анализ поверхности рис. 4.9 подтвердил, что она имеет изолинии, близкие к окружности, за счет чего оптимизационные процедуры этого этапа имеют хорошую сходимость.

В случае оптимизации других типов электромеханических преобразователей (асинхронного или синхронного двигателей) подход к оптимизационным процедурам сохраняется, но приходится уточнять параметры оптимизации. Например, в асинхронном двигателе набор вектора решений может состоять из параметров

$$\mathbf{x} = \left(\frac{D_p}{D_c}, f \right).$$

Второй этап оптимизации заканчивается оценкой весовых критериев a, b, c электротехнического комплекса. При значительных рассогласованиях этих значений, полученных на этапе оптимизации критерия q_2 , выполняется возврат к первому этапу и процедура поиска оптимальных соотношений активных материалов повторяется.

4.4. Выбор структуры и параметров силовых цепей

4.4.1. Особенности работы электропривода при ограниченном числе фаз полупроводникового преобразователя

При анализе возможностей электропривода полезно дать аналитические зависимости, которые в отличие от обобщенной математической модели дают приближенные значения, но при этом позволяют оценить влияния наиболее важных факторов.

Установим зависимость удельных показателей электропривода от схемы силовых цепей, аналитическими и численными методами получим оптимальные сигналы управляющих воздействий, сопоставим результаты оптимизации с полученными ранее по детализированным математическим моделям.

Угловая характеристика электропривода

Ранее (см. гл. 3) было показано, что если в электроприводе с СРМНВ было показано, что если в системе управления зафиксировать задания токов якоря и возбуждения и поворачивать ротор вокруг оси, то угловая характеристика (зависимость электромагнитного момента от угла поворота) будет иметь два периода на оборот. В случае, если количество фаз электропривода ограничено, то система работает по огибающей угловых характеристик.

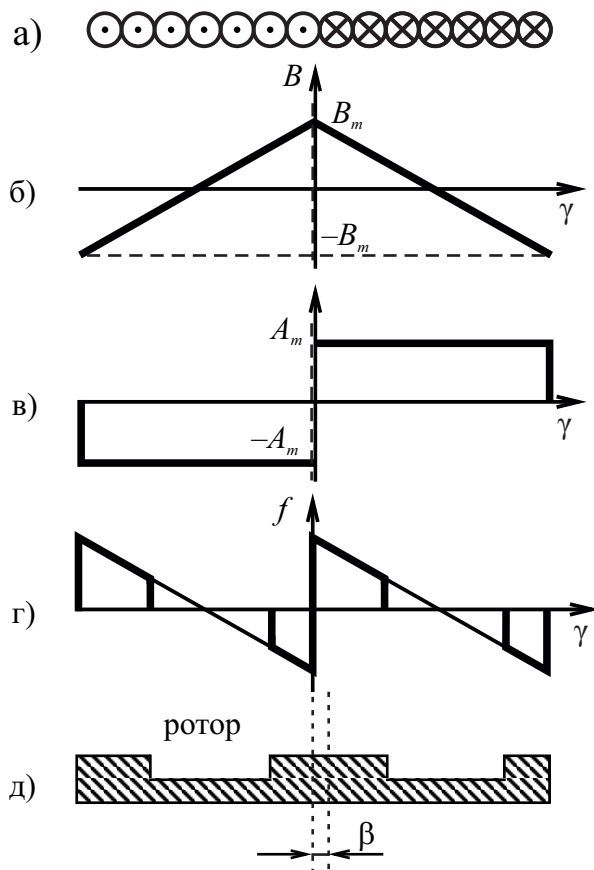


Рис. 4.10. Расчетные кривые, поясняющие определение угловой характеристики СРМНВ

Рассмотрим аналитическую зависимость электромагнитного момента от угла поворота ротора, для этого примем следующие допущения [21, 35]:

- магнитная система машины линейная;
- зубчатый магнитопровод заменён гладким, а пазовый ток распределён в виде тонкого слоя;
- полуволна МДС имеет треугольную форму;
- для упрощения выкладок рассматривается случай двухполюсной машины.

В линейной системе в случае ротора круглого сечения зависимость между МДС и индукцией в зазоре имеет треугольную форму. Выражение индукции в функции угла γ будет иметь вид (за начало отсчёта принимается угол, совпадающий с осью МДС (рис. 4.10, а, б)):

для углов $-\pi < \gamma < 0$

$$B = \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right), \quad (4.7)$$

а для $0 < \gamma < \pi$

$$B = \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right). \quad (4.8)$$

Абсолютное значение линейной плотности поверхностного тока вдоль расточки статора описывается уравнением $A = A_m$ (рис. 4.10, в). Электромагнитный момент для углов β (рассогласования между осью МДС и осью ротора, рис. 4.10, д) меньших значений, соответствующих половине полюсного деления $\alpha_s \cdot \frac{\pi}{2}$, можно представить как результат действия двух составляющих распределённых сил, одна из которых создаёт положительный электромагнитный момент (направленный по часовой стрелке) – усилие, действующее на ту часть ротора, которая

расположена под якорными токами, направленными, как показано на рис.4.10, а, г, “к нам”. Вторая составляющая электромагнитного усилия, создаваемая оставшейся частью поверхностного тока, направлена навстречу первому. Тогда для всех углов $-\alpha_\delta \cdot \frac{\pi}{2} < \beta < \alpha_\delta \cdot \frac{\pi}{2}$ электромагнитный момент будет определяться как результат действия двух указанных составляющих распределённых сил

$$M = M_+ - M_- . \quad (4.9)$$

Момент, создаваемый электромагнитными силами, направленными в отрицательном направлении, можно вычислить, если учесть, что в данном диапазоне изменения углов β индукция в зазоре линейно нарастает, а явнополюсность ротора учитывается выбором пределов интегрирования

$$\begin{aligned} M_- &= \int_{-\frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi + \beta}^0 l_\delta \cdot R^2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_m \left(\frac{\pi}{2} + \gamma \right) \cdot A_m \cdot d\gamma = \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot R^2 \cdot l_\delta \cdot B_m \cdot A_m \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \gamma + \frac{\gamma^2}{2} \right) \Big|_{-\frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi + \beta}^0 = \\ &= -\frac{1}{\pi} \cdot R^2 \cdot l_\delta \cdot B_m \cdot A_m \cdot \left(\beta - \frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi \right) \cdot \left(\pi + \left(\beta - \frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi \right) \right). \end{aligned} \quad (4.10)$$

Аналогичным образом определим составляющую M_+

$$\begin{aligned} M_+ &= \int_0^{\frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi + \beta} l_\delta \cdot R^2 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) \cdot A_m \cdot d\gamma = \\ &= \frac{1}{\pi} \cdot l_\delta \cdot R^2 \cdot B_m \cdot A_m \cdot \left(\beta + \frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi \right) \cdot \left(\pi - \left(\beta + \frac{\alpha_\delta}{2} \cdot \pi \right) \right). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Тогда результирующая величина электромагнитного момента

$$M = M_+ - M_- = 2 \cdot l_\delta \cdot R^2 \cdot B_m \cdot A_m \cdot \beta \cdot (1 - \alpha_\delta) . \quad (4.12)$$

Для углов $\beta > \alpha_\delta \cdot \frac{\pi}{2}$ электромагнитный момент может быть получен без разделения интеграла на части, т.к. величина индукции в данном случае представлена одним аналитическим выражением (4.8)

$$\begin{aligned}
M = M_+ &= l_\delta \cdot R^2 \int_{\beta - \alpha_\delta \cdot \frac{\pi}{2}}^{\beta + \alpha_\delta \cdot \frac{\pi}{2}} \frac{2}{\pi} \cdot B_m \left(\frac{\pi}{2} - \gamma \right) \cdot A_m \cdot d\gamma = \\
&= l_\delta \cdot R^2 \cdot A_m \cdot B_m \cdot \alpha_\delta \cdot (\pi - 2\beta).
\end{aligned}
\tag{4.13}$$

Анализ выражений (4.12), (4.13) показывает, что угол β_{max} , соответствующий максимальному значению электромагнитного момента на угловой характеристике, зависит от величины полюсного деления. Физическое объяснение полученного результата состоит в том, что в отличие от обычного синхронного реактивного двигателя, в котором поверхностный ток, находящийся под полюсами, изменяется по синусоидальному закону, в СРМНВ он остаётся постоянным.

Учёт конечного числа фаз электропривода с СРМНВ

В традиционных электроприводах переменного тока (в машинах с синусоидальным питанием и распределённой, с укороченным шагом обмоткой) удаётся при относительно малом количестве фаз иметь в зазоре равномерно вращающийся магнитный поток.

В электроприводе с СРМНВ управляющие воздействия (сигналы задания на источники питания) имеют прямоугольную форму, поэтому электрическая машина работает при прямоугольной волне токов. В двигателе постоянного тока форма токов секций якоря также является прямоугольной, однако число этих секций велико, поэтому их конечное число слабо сказывается на пульсациях момента.

При вращении вала реально работающего шестифазного электропривода через каждые 30 электрических градусов, соответствующих ширине фазной зоны, происходит переключение знака тока в одной из фазных обмоток, переходящей из зоны возбуждения в якорную.

Учтём дискретную работу машины, воспользовавшись угловой моментной характеристикой. В замкнутой системе кривая электромагнитного момента в функции положения ротора будет идти по огибающей семейства угловых характеристик, смещённых на величину фазной зоны статора.

Примем те же допущения, которые были предложены при расчёте угловой моментной характеристики. Будем также считать, что коммутация тока в обмотке происходит мгновенно (машина питается от идеального источника тока).

Среднее значение электромагнитного момента можно определить следующим образом (рис. 4.11) [28]

$$M_{cp} = \frac{M_{cp1} \cdot b + M_{cp2} \cdot (1/m - b)}{1/m}, \quad (4.14)$$

где M_{cp1} – среднее значение момента на участке $0-\alpha_b$ (длина участка в долях от полюсного деления равна b) моментной характеристики (характеристики машины в замкнутой системе), линейно возрастающей от некоторого минимального значения M_{min1} , которое будет определяться выбором угла переключения тока в фазе, до M_{max} , соответствующего амплитудному значению момента на угловой моментной характеристике; M_{cp2} – среднее значение момента на участке $\alpha_b - \alpha_m$ (длина участка равна $1/m - b$), который изменяется от M_{max} до M_{min2} ; b – участок кривой в долях от полюсного деления, отсчитываемый от момента

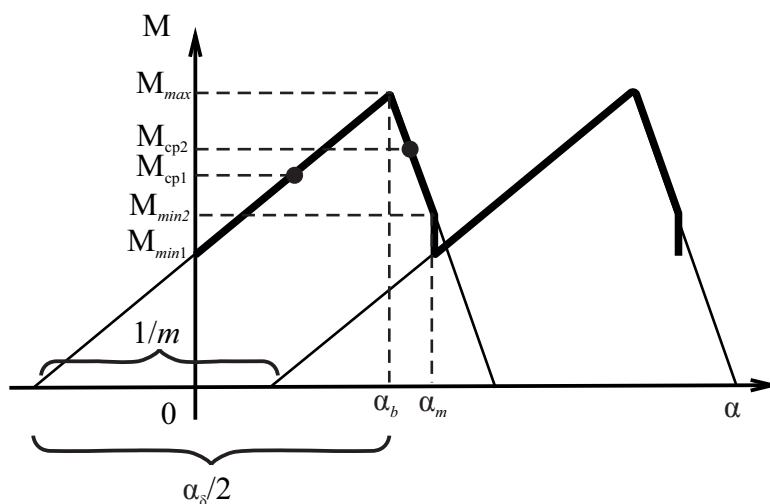


Рис. 4.11 Угловая характеристика машины, при переключении тока в функции положения ротора, поясняющая определение коэффициента пульсаций k_{cp}

перехода с одной угловой характеристики на другую (при работе машины в замкнутой системе) до положения, соответствующего максимальному значению электромагнитного момента на угловой характеристике; $1/m$ – длина фазной зоны в долях от полюсного деления (рис. 4.11).

Среднее значение электромагнитного момента на участке $0 - \alpha_b$

$$M_{cp1} = \frac{M_{min1} + M_{max}}{2} = M_{max} \cdot \left(1 - \frac{b}{\alpha_\delta}\right). \quad (4.15)$$

На участке же $\alpha_b - \alpha_m$ среднее значение момента

$$M_{cp2} = \frac{M_{max} + M_{min2}}{2} = M_{max} \left(1 + \frac{b - 1/m}{1 - \alpha_\delta}\right). \quad (4.16)$$

Таким образом, среднее значение электромагнитного момента за период пульсаций

$$\begin{aligned} M &= M_{max} \cdot \frac{m}{(1 - \alpha_\delta)} \cdot \left(-\frac{b^2}{\alpha_\delta} + 2 \cdot b \cdot \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \cdot (1 - \alpha_\delta) - \frac{1}{m^2} \right) = \\ &= M_{max} \cdot k_{cp}, \end{aligned} \quad (4.17)$$

где коэффициентом k_{cp} , учитываются пульсации момента. Очевидно, что при увеличении числа фаз k_{cp} стремится к единице. Действительно, предел функции $k_{cp}=f(m)$ будет равен единице при условии, что m стремится к бесконечности и, следовательно, к нулю будет стремиться ограниченная функция $b = f(m)$.

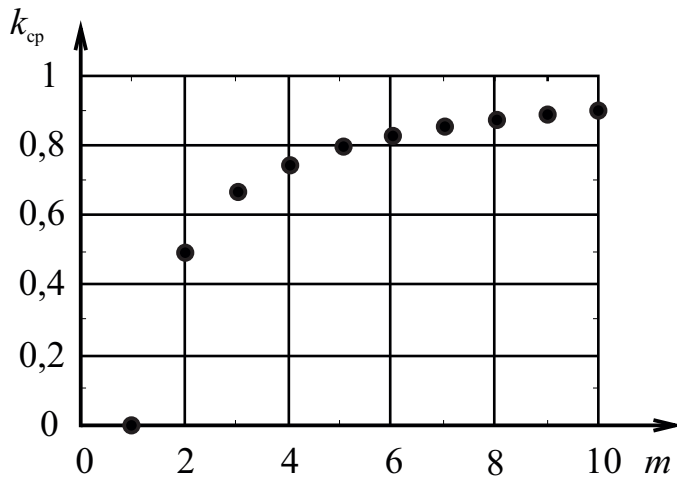


Рис. 4.12. Зависимость коэффициента пульсаций от числа фаз СРМНВ

Принимая критерием оптимизации максимум среднего значения момента (4.17), можно найти оптимальное значение угла начала коммутации тока в обмотке фазы. Очевидно, что функция $M = f(b)$ будет иметь экстремум, точнее – максимум, т.к. по виду зависимости она является квадратичной со знаком минус перед квадратом аргумента. Для того чтобы определить экстремум функции

(4.17), найдём её производную и приравняем к нулю, тогда получим

$$b = \frac{1}{m} \cdot \alpha_\delta.$$

Выражение (4.17) также позволяет выполнять анализ влияния числа фаз на величину пульсаций электромагнитного момента (рис. 4.12).

Полученная зависимость весьма приближенно учитывает влияние количества фаз на величину электромагнитного момента, создаваемого СРМНВ. Эта зависимость приближается к реальной при относительно большом количестве пазов в электромеханическом преобразователе и бесконечно большой полосе равномерного пропуска частот полупроводникового преобразователя. Этим требованиям соответствуют электроприводы большой мощности.

Далее, будем предполагать, что электропривод отвечает обозначенным требованиям, а с учетом этого сформулируем задачу оптимизации управляющих воздействий в электроприводе с СРМНВ для случаев с бесконечным и ограниченным числом фаз.

Оптимизация функции управляющего воздействия для электропривода с СРМНВ.

Алгоритм оптимизации

В электроприводах переменного тока при соответствующем исполнении фазной обмотки при неучете высших гармоник форма управляющего сигнала во времени совпадает с формой пространственного распределения МДС двигателя. Поэтому поставленную задачу оптимизации формы управляющего сигнала можно переформулировать и решать задачу оптимизации пространственной формы МДС статора (линейной плотности поверхностного тока).

Критерии оптимизации выберем так, чтобы обеспечить наилучшие массогабаритные показатели электропривода. Из практики проектирования одного из узлов электропривода – электромеханического преобразователя – известно [109], что габарит электродвигателя определяется электромагнитным моментом.

В общем виде МДС, создаваемая обмоткой статора, определяется из выражения:

$$y(t) = \int x(t)dt + C,$$

где C – постоянная, которую можно определить из условия симметрии картины МДС в зазоре $y(\tau) = y(-\tau)$. Параметром τ будем обозначать полюсное деление.

Касательное усилие, действующее на ротор в текущей точке t ,

$$z(t) = x(t) \cdot y(t).$$

В частном случае, когда необходимо учитывать явнополюсную форму ротора (для СРМНВ), введём функцию $u(t)$ вида [21, 35]

$$u(t) = \begin{cases} z(t), & \text{где } z(t) > 0 \\ 0, & \text{где } z(t) < 0 \end{cases}.$$

Тогда площадь, ограниченная кривыми $a-b-c$, $d-e-f$ (рис. 2.1, д), будет пропорциональна величине окружной силы, создающей электромагнитный момент двигателя:

$$S = \int_{-\tau}^{+\tau} u(t) dt. \quad (4.18)$$

В качестве критерия оптимизации примем

$$q = \frac{S}{\int_{-\tau}^{+\tau} x^2 \cdot dt}. \quad (4.19)$$

Критерий q (4.19) пропорционален отношению величины электромагнитного момента двигателя к величине потерь в обмотке статора при единичных осевой длине ротора, окружности расточки статора, активном сопротивлении обмотки статора. Он удобен тем, что имеет нулевую размерность относительно величины тока статора, так как и числитель и знаменатель в равной степени (во второй) зависят от этого тока.

В качестве искомой функции (**параметра оптимизации**) примем форму линейной плотности поверхностного тока $x = x(t)$, где t – текущая координата, отсчитываемая вдоль расточки статора.

Ограничения, которые накладываются на изменение параметров объекта оптимизации, определяются техническим заданием на проектирование, стандартами и другими директивными документами, а также геометрическими, физическими, технико-экономическими соотношениями, включаемыми в методику проектирования данного типа привода. Наиболее актуальными ограничениями в электрической машине являются допустимое по нагреву значение тока и максимальная величина индукции в зазоре.

В нашем случае примем в качестве ограничений:

– насыщение магнитной системы:

$$y < y_{max}; \quad (4.20)$$

– ограничение по нагреву:

$$\frac{1}{2\tau} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} x^2(t) dt \leq x_{max}. \quad (4.21)$$

Наконец, **функциональные связи**, характеризующие свойства объекта оптимизации, могут описываться графиками нагрузочных и скоростных диаграмм, учитывающих действие приложенных возмущений. Уравнения связи для нашего случая будут описываться выражениями:

$$\begin{aligned} \int_{-\tau}^{+\tau} x(t) dt &= 0; \\ y(t) &= \int x(t) dt + C; \\ z(t) &= x(t) \cdot y(t); \\ u(t) &= \begin{cases} z(t), & \text{где } z(t) > 0 \\ 0, & \text{где } z(t) < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Варианты аналитического подхода к решению задачи оптимизации. Частный случай

Рассмотрим наиболее простую форму линейной нагрузки $A(x)$ в электрической машине, когда на каждом отрезке полюсной дуги электродвигателя величина $A = \text{Const}$ (рис. 4.13, а).

В этом случае необходимо найти оптимальное соотношение между величинами линейной нагрузки в полюсной зоне и зоне межполюсного промежутка, которые в общем случае могут быть неравными между собой.

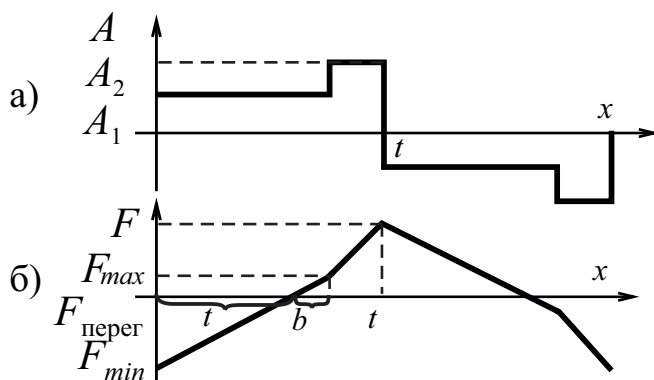


Рис. 4.13. Распределение линейной нагрузки A (а), магнитодвижущей силы F (б) вдоль расточки статора x

Выполним предварительные математические выкладки. На рис. 4.13, а показан принятый закон изменения линейной плотности поверхностного тока вдоль расточки статора, где A_1 – плотность тока в фазных обмотках, расположенных над

полюсом двигателя, A_2 – плотность тока в фазных обмотках, расположенных над межполюсным промежутком. Тогда амплитудное значение МДС F_{max} , можно определить [23] из выражения

$$F = \int A \cdot dx + C, \quad (4.23)$$

где C выбирается из условия $|F_{max}| = |F_{min}|$. В нашем случае

$$F_{max} = (A_1 \cdot \alpha_\delta + A_2(1 - \alpha_\delta)) \cdot \frac{1}{2} \tau. \quad (4.24)$$

Для определённости будем считать, что $A_1 \cdot \alpha_\delta \cdot \tau > A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau$. Обозначим t – расстояние (в долях от полюсного деления) вдоль расточки статора от F_{min} до $F = 0$ (рис. 4.13, б), тогда

$$t = \frac{1}{2 \cdot A_1} \cdot [A_1 \cdot \alpha_\delta + A_2(1 - \alpha_\delta)]. \quad (4.25)$$

Пусть $F_{перег}$ – значение МДС, при котором происходит изменение наклона кривой МДС

$$F_{перег} = F_{max} - A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau = \frac{1}{2} \cdot [A_1 \cdot \alpha_\delta - A_2 \cdot (1 - \alpha_\delta)] \cdot \tau. \quad (4.26)$$

Длина участка b , на котором касательные усилия направлены встречно усилиям, создающим результирующий электромагнитный момент (рис. 4.13, б),

$$b = (\alpha_\delta - t) = \frac{1}{2} \cdot [\alpha_\delta - n \cdot (1 - \alpha_\delta)], \quad (4.27)$$

где $n = A_2/A_1$.

В линейной в магнитном отношении системе электромагнитный момент пропорционален МДС

$$\begin{aligned} M &= 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot F_{max} \cdot t \cdot A_1 - \frac{1}{2} \cdot b \cdot F_{перег} \cdot A_1 \right) \cdot \tau \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{2} \cdot \frac{\mu_0}{L_\delta} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot A_1 \cdot A_2 \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \tau^2 \cdot l_\delta \cdot \frac{D \cdot \mu_0}{L_\delta}, \end{aligned} \quad (4.28)$$

где l_δ – длина магнитопровода в осевом направлении; D – диаметр ротора; L_δ – воздушный зазор.

Квадрат действующего значения тока

$$I_{ср.кв.}^2 = (I_a^2 \cdot T \cdot \alpha_\delta + I_b^2 \cdot T \cdot (1 - \alpha_\delta)) \frac{1}{T} = \frac{\tau^2}{m^2 \cdot w_\phi^2} \cdot [A_1^2 \cdot \alpha_\delta + A_2^2 \cdot (1 - \alpha_\delta)] \quad (4.29)$$

где m – число фаз; w_Φ – число витков, приходящихся на фазу; $f = 1/T$ – частота вращения ротора.

Для косвенного учета ограничения по нагреву, удобней оказывается разделить электромагнитный момент на квадрат действующего значения тока.

В этом случае минимум габаритов электрической машины может быть учтён критерием

$$q = \frac{M}{I^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)}{\alpha_\delta + n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta)} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \mu_0. \quad (4.30)$$

Задача нахождения экстремали сведена к нахождению экстремума функции двух переменных (4.30). Необходимые условия экстремума на основании [4] можно записать в виде

$$\frac{\partial q}{\partial n} = 0; \quad \frac{\partial q}{\partial \alpha_\delta} = 0. \quad (4.31)$$

Найдём частную производную функции (4.30) по n и приравняем её нулю

$$\frac{\partial q}{\partial n} = \frac{1}{2} \cdot \alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta) \cdot \frac{\alpha_\delta - n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta)}{(\alpha_\delta + n^2 \cdot (1 - \alpha_\delta))^2} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0 = 0. \quad (4.32)$$

Стационарной точкой (возможной точкой экстремума) является

$$n = \sqrt{\frac{\alpha_\delta}{1 - \alpha_\delta}}. \quad (4.33)$$

Если подставить полученное значение n в функцию (4.30), то получим

$$q = \frac{1}{4} \cdot \sqrt{\alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0. \quad (4.34)$$

В уравнении (4.34) критерий q зависит только от одной переменной α_δ , поэтому при нахождении второй стационарной точки достаточно найти производную (4.34) и приравнять её нулю

$$\frac{dq}{d\alpha_\delta} = \frac{1}{8} \cdot \frac{(1 - \alpha_\delta) - \alpha_\delta}{\sqrt{\alpha_\delta \cdot (1 - \alpha_\delta)}} \cdot l_\delta \cdot \frac{D}{L_\delta} \cdot \mu_0 = 0. \quad (4.35)$$

Решая совместно (4.33) и (4.35), найдём стационарные точки:

$$\alpha_\delta = 0,5; \quad n = 1. \quad (4.36)$$

Достаточным условием наличия экстремума функции двух переменных является [4]:

$$\left(\frac{\partial^2 q}{\partial n \partial \alpha_\delta} \right)^2 - \frac{\partial^2 q}{\partial n^2} \cdot \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_\delta^2} < 0. \quad (4.37)$$

В нашем случае

$$\frac{\partial^2 q}{\partial n \partial n} = \frac{1}{8}, \quad \frac{\partial^2 q}{\partial n^2} = -\frac{1}{16}, \quad \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_\delta^2} = -\frac{1}{2},$$

на основании чего можно заключить, что стационарные точки (4.36) являются экстремальными, а т.к.

$$\frac{\partial^2 q}{\partial n^2} < 0; \quad \frac{\partial^2 q}{\partial \alpha_\delta^2} < 0,$$

то при таких параметрах полюсной дуги и отношении тока возбуждения к току якоря выполняется максимум функционала (4.30).

Физически полученные результаты можно объяснить следующим образом:

– при произвольной величине полюсной дуги α_δ и n , соответствующей (4.33), МДС, создаваемая статорными обмотками, не будет изменять своего знака, поэтому удельные усилия вдоль полюсной дуги имеют один знак, как следствие, электромагнитный момент принимает максимальное значение;

– аналогично, при заданной величине отношения тока возбуждения к току якоря n , экстремальное значение функционала (4.30) выполняется при таком значении α_δ (4.36), при котором МДС не изменяет своего знака.

Общий случай оптимизации формы управляющего сигнала

В общем случае решая задачу (уравнение 4.19), удобней искать не форму линейной плотности поверхностного тока ($x(t)$), а кривую МДС ($y(t)$) в зазоре. С учётом этого функционал (4.19) будет иметь вид

$$M = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} (y(t) \cdot y'(t) + |y(t) \cdot y'(t)|) \cdot dt \quad (4.38)$$

при ограничениях:

$$y \leq y_{max}; \quad \frac{1}{2\tau} \cdot \int_{-\tau}^{+\tau} (y')^2 dt \leq A. \quad (4.39)$$

Такая задача относится к классу изопериметрических, в которых требуется определить экстремум функционала (4.38) при наличии так называемых изопериметрических условий (4.39) [166]. Как известно [166], эти задачи могут быть сведены к задачам на условный экстремум путём введения новых неизвестных. Для

получения основного необходимого условия надо составить вспомогательный функционал (функционал Лагранжа):

$$M = \int_{-\tau}^{+\tau} \left(\frac{1}{2} (y(t) \cdot y'(t) + |y(t) \cdot y'(t)|) + \lambda_1 \cdot (y'(t))^2 + \lambda_2 \cdot y'(t) \right) dt, \quad (4.40)$$

где λ_1, λ_2 – постоянные Лагранжа, и написать для него уравнение Эйлера [166].

Произвольные постоянные λ_1, λ_2 в общем решении системы уравнений Эйлера, постоянные C_1, C_2 определяются из изопериметрических (4.39) и граничных условий:

$y(-\tau) = F_{max}$, где F_{max} – максимальное значение МДС.

В частном случае ротора с круглым сечением, когда не отбрасываются отрицательные участки кривой удельных усилий $z(t)$, знака модуля в функционале (4.38) нет, следовательно,

$$M = \int_{-\tau}^{+\tau} ((y(t) \cdot y'(t) + \lambda_1 \cdot (y'(t))^2 + \lambda_2 \cdot y'(t))) dt. \quad (4.41)$$

Т.к. функционал (4.41) сводится к виду $M = \int F(y, y') \cdot dt$, то уравнение Эйлера имеет первый интеграл $F - y' \cdot F_{y'} = A$.

Экстремаль функционала (4.41) будет соответствовать произвольной функции, удовлетворяющей условиям (4.39), а это вполне согласуется с равенством нулю электромагнитного момента для случая ротора круглого сечения.

В общем случае нахождения экстремали функционала (4.38) необходимо рассматривать его субдифференциал и решать задачу, используя теорию выпуклого анализа [166], при этом решение становится достаточно громоздким, что затрудняет его использование на последующих этапах проектирования электропривода.

Возможные схемы силовых цепей электропривода

Прежде чем переходить к численным методам решения задачи, полезно дать возможные схемы силовых цепей электропривода. Это позволит пояснить суть ограничений, накладываемых на форму управляющего сигнала (4.22).

На рис. 4.14 представлены варианты схем силовых цепей. В работе [146] дан подробный анализ разработанных схем вентильных преобразователей для

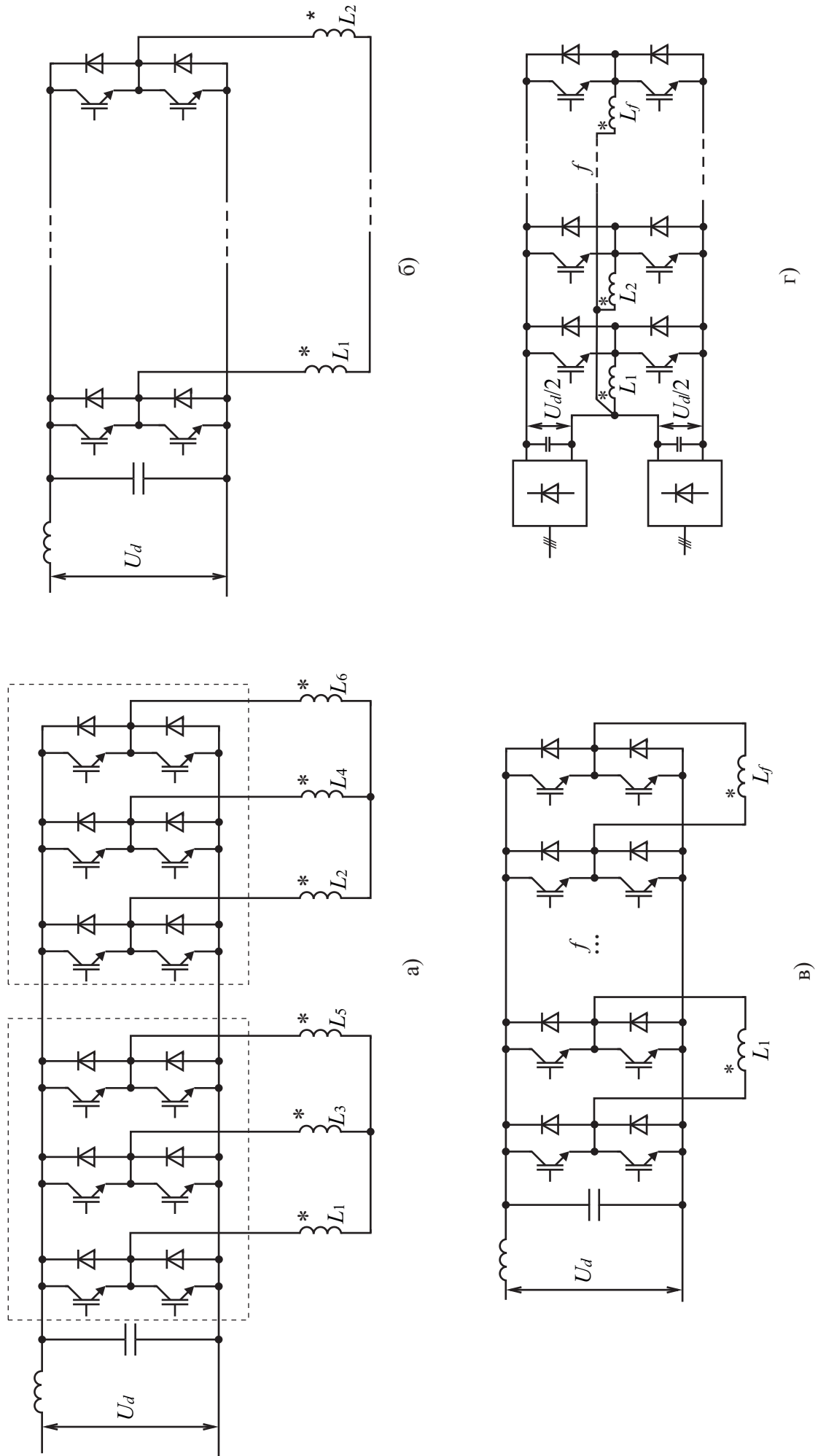


Рис. 4.14. Варианты схем силовых цепей электропривода с СРМНВ

СРМНВ. Наиболее унифицированной является схема (рис. 4.14, а), в которой полупроводниковый преобразователь выполнен на базе двух стандартных автономных инверторов напряжения и потому имеет наименьшее число ключей. Увеличивая число фаз, так чтобы оно оставалось кратным трем, можно предложить схему на рис. 4.14, б. Наиболее просто реализуется схема с индивидуальными источниками на каждую фазу, но при этом резко возрастает общее количество полупроводниковых элементов (транзисторов) по закону $4f$ (где f – общее количество фаз в электроприводе). Наиболее перспективным вариантом схемы является конфигурация, представленная на рис. 4.14, г. Она сочетает в себе возможности схемы (рис. 4.14, в), при этом количество транзисторных ключей снижается вдвое.

Выбор в пользу той или иной схемы может быть сделан только при комплексном подходе. Эта задача будет рассмотрена ниже. Учет конфигурации схемы силовых цепей необходим для того, чтобы сформулировать ограничения на форму фазного тока.

Решение задачи оптимизации численными методами удобнее выполнять с использованием метода обмоточных функций (см. п. 2.1), так как этот метод, пожалуй, единственный, который позволяет наиболее продуктивно учесть дискретную природу электромеханического преобразователя.

Численные методы оптимизации формы линейной плотности поверхностного тока

Как показано выше, попытки решить задачу оптимизации формы линейной плотности поверхностного тока аналитически в общем случае оказываются малоэффективными, а вариации уравнений связи при учёте особенностей питания обмоток статора от вентильных преобразователей с разными схемами силовых цепей исключают получение результата в общем виде.

Традиционные методики расчёта системы электропривода в части постановки и применения оптимизационных процедур слабо используют возможности современной вычислительной техники. Между тем, уже сегодня можно назвать ряд удачных применений оптимизационных методов при решении некоторых задач электромеханики, в частности, в области проектирования электрических машин [109].

При анализе математических моделей было показано, что при решении задач численной оптимизации наиболее удобной оказывается модель, использующая понятие обмоточной функции.

В этом случае обеспечение наилучших массогабаритных показателей с учётом (4.19) электропривода может быть учтено введением критерия оптимизации

$$q = \frac{\sum_{j=m}^k I_j \cdot \left(\sum_{i=1}^j I_i + C \right)}{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i^2}, \quad (4.42)$$

где n – число пазов на статоре; C – постоянная интегрирования.

Критерий (4.42) следует рассматривать при ограничениях:

$$\begin{aligned} - \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n I_i^2 &\leq I_{\text{доп}}^2; \\ - F &\leq F_{\text{нас}}. \end{aligned}$$

Функциональные связи между переменными в системе учитывались системой уравнений:

$$\begin{aligned} - \sum_{i=1}^n I_i &= 0; \\ - F(x) &= \sum_{i=1}^j I_i + C; \\ - f_{\tau}(j) &= I_j \cdot \left(\sum_{i=1}^j I_i + C \right); \\ - F_{\tau} &= \sum_{j=m}^k I_j \cdot \left(\sum_{i=1}^j I_i + C \right); \\ f_1(i_1, i_2, \dots, i_n) &= 0 \\ f_2(i_1, i_2, \dots, i_n) &= 0 \\ &\dots\dots\dots \\ f_n(i_1, i_2, \dots, i_n) &= 0. \end{aligned}$$

Последние n уравнений учитывают связи, которые накладывают на форму линейной плотности поверхностного тока силовые цепи электрического преобразователя.

Алгоритм оптимизации формы линейной плотности поверхностного тока

Нами [21, 26, 35] предложена следующая схема алгоритма решения задачи оптимизации (рис. 4.15), которая включает следующие этапы:

– ввод исходной формы кривой линейной плотности поверхностного тока (блок 1);

– вычисление компонент функционала. Здесь вычисляется квадрат действующего значения тока, согласно выражению $\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n I_i^2$ (рис. 4.15, блок 2), где $n = 6$

выбрали равным числу фаз статора. МДС (F_i) вычисляют путём алгебраического сложения фазных токов и последующего приведения результата к нулевому среднему значению так, чтобы абсолютные значения её максимума и минимума были равны.

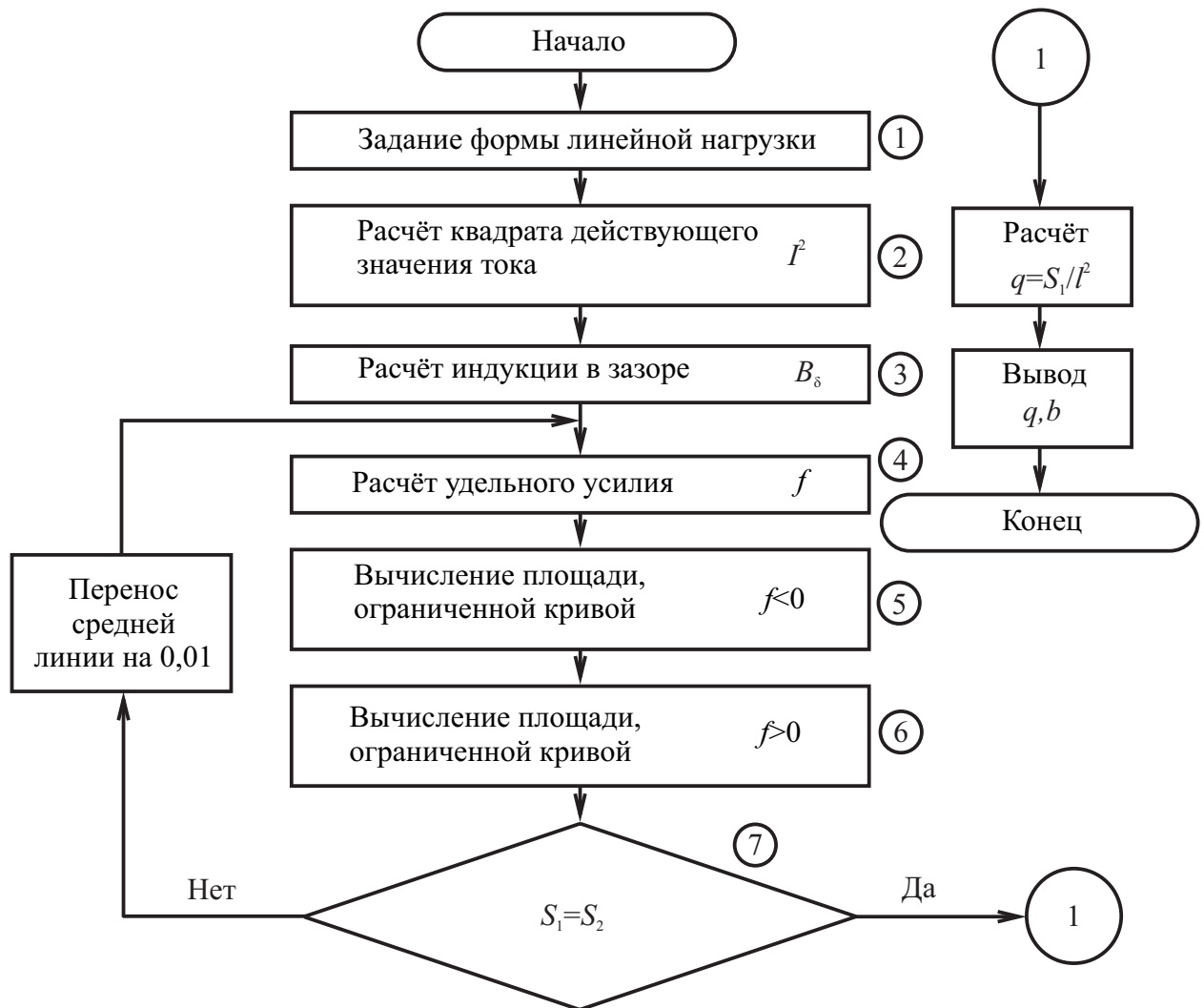


Рис. 4.15. Алгоритм оптимизации законов управления фазными токами в разных схемах силовых цепей

В линейной системе величина индукции в зазоре $B_{\delta i}$ пропорциональна соответствующему значению МДС, а значит, – величине обмоточной функции (рис. 4.15, блок 3). Текущее значение удельного касательного усилия вычисляется по выражению $f_{\tau} = I_i \cdot F_i$. После того как вычисляются площади S_1 и S_2 , ограничивающие соответственно положительные и отрицательные участки кривой f_{τ} , вводится поправка на положение кривой обмоточной функции относительно горизонтальной оси (рис 4.15, блок 7), и расчёт повторяется, начиная с блока 3, до тех пор, пока не выполнено условие (блок 7); в результате получают значение критерия оптимизации q и оптимальная величина полюсной дуги b при данной форме линейной нагрузки;

– максимизация функционала (4.42). Для этого даётся приращение тока в одной из фаз (положительное и отрицательное относительно исходного) на фиксированную величину. Считаем, что элементарный шаг максимизации успешен, если значение функционала увеличилось, по крайней мере, не уменьшилось. Если элементарный шаг максимизации не удовлетворяет этому условию, то восстанавливаем исходное значение тока в фазе и повторяем элементарный шаг максимизации для другой фазы;

– вывод результатов, где указываются величина показателя оптимизации и величины полюсной дуги.

Программная реализация алгоритма оптимизации выполнена в пакете Borland с [81].

Результаты оптимизации

Оптимизация формы линейной плотности поверхностного тока рассматривалась для случаев питания статорных обмоток: от индивидуальных источников питания на каждую фазу (например, однофазный мостовой инвертор); двух параллельно работающих автономных инверторов по трёхфазной мостовой схеме; по схеме при 120° проводимости вентилях. Для каждого варианта силовой схемы учитывалось насыщение магнитной системы машины, ограничением предельного значения МДС.

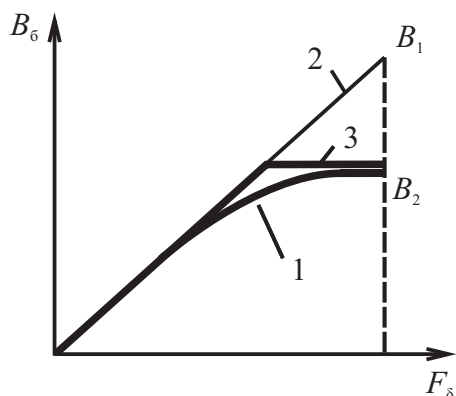


Рис. 4.16. Реальная (1), идеальная (2) и расчетная (3) кривые намагничивания электрической машины

В случае, когда каждый пазовый ток мог регулироваться независимо от других, а магнитная цепь электрической машины предполагалась идеально линейной, за исходный график линейной нагрузки принималась прямоугольная форма токов, причём ток возбуждения был равен току якоря. Расчёт показал, что оптимум достигался при равных величинах токов в пазах. При этом относительная величина полюсной дуги $b = 0,5$.

При учете насыщения реальная кривая намагничивания 1 электрической машины аппроксимировалась ломаной 3 (рис. 4.16), а степень насыщения учитывалась коэффициентом $k = B_2/B_1$, где B_1 – индукция в зазоре, которая была бы при идеальной (ненасыщающейся) магнитной системе, B_2 – максимальная реальная индукция в зазоре.

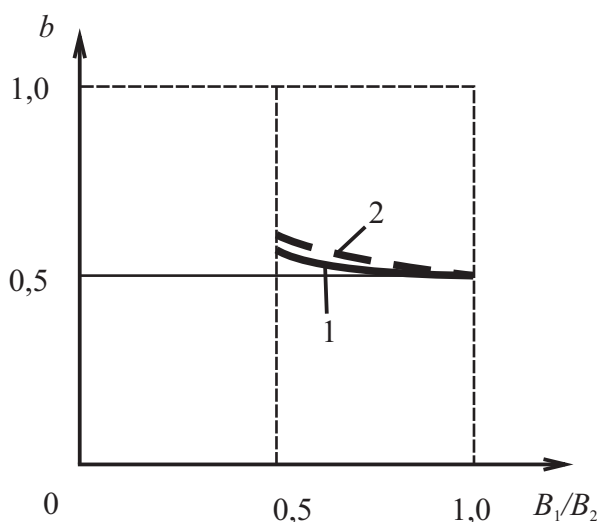


Рис. 4.17. Зависимость полюсной дуги b от степени насыщения магнитной системы:
1 – при независимом питании обмоток;
2 – при питании обмоток от двух трехфазных инверторов напряжения

В этом случае оптимальной кривой линейной нагрузки оставалась горизонтальная прямая, но оптимальная величина полюсной дуги увеличивалась (рис. 4.17). Величина критерия q снижалась. Так, при $B_2/B_1 = 0,5$ показатель q уменьшился на 42%, а полюсная дуга увеличилась до $b = 0,63$.

Рассмотрим случай питания электропривода по электрической схеме (см. рис. 4.14, а). В этом случае обмотки фаз статора собираются в две звезды, сдвинутые пространственно на 30 электрических градусов, и подключаются к двум параллельно работающим автономным инверторам. Оптимизация формы линейной нагрузки дала в этом случае следующие результаты. Наибольшее значение показателя q наблюдалось при 180-градусной проводимости вентилях, правда, этот

показатель на 11% ниже, чем в исходной схеме. При этом $b = 0,5$. Оптимальная форма полуволны тока фазы статора СРМНВ (рис. 4.18) составлена из трех горизонтальных отрезков продолжительностью 60 градусов каждый, при этом сред-

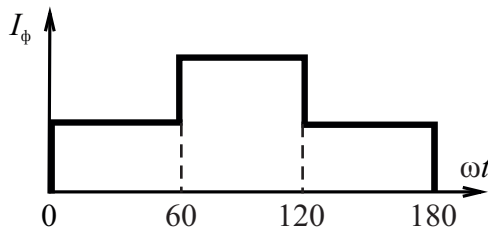


Рис. 4.18. Форма полуволны тока фазы статора СРМНВ при питании от трёхфазного инвертора напряжения

ний отрезок в два раза выше крайних, равных между собой по амплитуде. При учете насыщения магнитной системы электродвигателя наблюдается снижение этого показателя. Так, при $B_2/B_1 = 0,5$ наблюдалось снижение показателя q почти на 50% по сравнению с исходным случаем. При этом $b \approx 0,67$.

Переход на 120-градусную проводимость клапанов снижает показатель q эффективности использования двигателя на 19% по сравнению с исходным вариантом.

Для того чтобы сравнить СРМНВ с традиционным реактивным двигателем, рассмотрен случай, когда последний питается от источника синусоидального напряжения. В этом случае линейная плотность поверхностного тока вдоль рашетки статора описывалась уравнением

$$A(x) = A_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right),$$

а МДС согласно (4.23)

$$F(x) = \int A(x) \cdot dx + C = -A_m \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right)\right) \cdot \frac{\tau}{\pi}.$$

Удельное касательное усилие вдоль рашетки статора определялось выражением: $f_\tau = A(x) \cdot B_\delta(x)$. Выбрав длину полюсной дуги $\alpha_\delta = 0,5$, нашли электромагнитный момент,

$$\begin{aligned} M &= \frac{D}{2} \cdot l_\delta \cdot \int_0^{2\tau} A(x) \cdot B_\delta(x) \cdot dx = \\ &= \frac{D}{2} \cdot l_\delta \int_0^{2\tau} A_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \cdot \frac{\tau}{\pi} \cdot A_m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \cdot \frac{\mu_0}{L_\delta} \cdot dx = \\ &= k \cdot A_m^2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{\pi} \cdot \frac{\tau}{2 \cdot \pi} \cdot \cos\left(2 \frac{\pi}{\tau} x\right) \Big|_0^{2\tau} = k \cdot \frac{A_m^2 \cdot \tau^2}{\pi^2}, \end{aligned} \quad (4.43)$$

где $k = \frac{D}{2} l_\delta \frac{\mu_0}{L_\delta}$.

Отношение электромагнитного момента к квадрату амплитуды линейной плотности поверхностного тока

$$q = \frac{M}{A_m^2} = k \cdot \frac{2 \cdot \tau^2}{\pi^2}.$$

В электроприводе с СРМНВ это отношение равно:

$$q = k\tau^2 \frac{1}{4}.$$

Таким образом, когда реактивный двигатель питается от источника синусоидального напряжения, его показатель q снижен на 23%. Учитывая, что синхронные реактивные двигатели в традиционных вариантах использования работают в схемах частотного регулирования (т.е. без датчиков положения ротора) или непосредственно от нерегулируемой сети переменного тока, где необходимо заботиться о запасе статической устойчивости двигателя, то показатель q снижается еще, по меньшей мере, в два раза.

Анализ решений, полученных по аналитическим зависимостям, несмотря на весьма приближенный учет взаимодействий параметров электропривода, показал, что эти методы позволяют дать первую оценку принимаемым решениям, а это значительно экономит временные затраты. При этом не отвергается возможность сочетания упрощенных методов и вариантов расчета по детализированным схемам.

4.4.2. Выбор схемы силовых цепей при минимизации затрат на электропривод

На третьем этапе оптимизации электропривода выполняется поиск схем силовых цепей. При этом критерий оптимизации может быть сформулирован в виде функции, которая бы учитывала затраты на компоненты электропривода. Как известно, полупроводниковый преобразователь вносит существенную долю в общую стоимость комплектного электропривода. Поэтому применение нестандартных (несерийных) схем силовых цепей требует дополнительного обоснования. С другой стороны, в диапазоне больших мощностей унификация элементной базы не имеет такого значения, как в серийных электроприводах малых и средних мощностей.

В электроприводах с СРМНВ при снижении количества фаз возрастают пульсации электромагнитного момента, а среднее значение электромагнитного момента снижается. При этом затраты на полупроводниковую часть снижаются.

Сформулируем задачу оптимизации следующим образом:

целевая функция может быть представлена в виде:

$$q_3 = \frac{C(X)}{M} = \frac{C(F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0, f)}{M},$$

где $C(X)$ – затраты на комплекс “Полупроводниковый преобразователь – двигатель” в функции вектора решений X . На этом этапе параметры оптимизации: $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$, – фиксируются, а f – варьируется и принадлежит области допустимых значений $F = \{f: 0 \leq f \leq \infty\}$; M – величина номинального электромагнитного момента двигателя.

При расчете критерия q_3 приходится учитывать, что функция $C(X)$ является зависимой от числа фаз f , при этом среднее значение электромагнитного момента M также является функцией количества фаз. Приближенный учет влияния числа фаз на его значение может быть выполнен по зависимости (рис. 4.12). При необходимости эти значения могут быть уточнены детализированным расчетом по обобщенной математической модели.

Для завершения постановки задач требуется уточнить зависимость функции $C(X)$ от количества фаз электропривода. Так как значения $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$ на этом этапе оптимизации фиксируются, то числитель в критерии q_3 будет пропорционален стоимости полупроводниковой части.

Оценка стоимостных показателей для разных схем силовых цепей может быть достоверна дана только для стандартных трехфазных схем силовых цепей (см. рис. 4.14, а) по данным фирм-дилеров силовой полупроводниковой техники. Но косвенная оценка может быть выполнена и для других вариантов схем, если их рассматривать как комбинацию стандартных мостовых схем. Как показывают исследования, проводимые в рамках НИР [175], такой подход дает незначительные расхождения между реальной ценой на нестандартные схемы и её оценкой.

Поэтому найдем зависимость весового стоимостного коэффициента от величины тока.

В качестве алгоритма регрессионного анализа воспользуемся методикой, рассмотренной в п. 4.2.3.

На рис. 4.19 представлены линейные регрессионные зависимости исследуемого весового коэффициента от тока для разных типов полупроводниковых преобразователей. С целью снизить влияние разброса ценовых показателей между $C_{ПР}/I_H$, евро/А

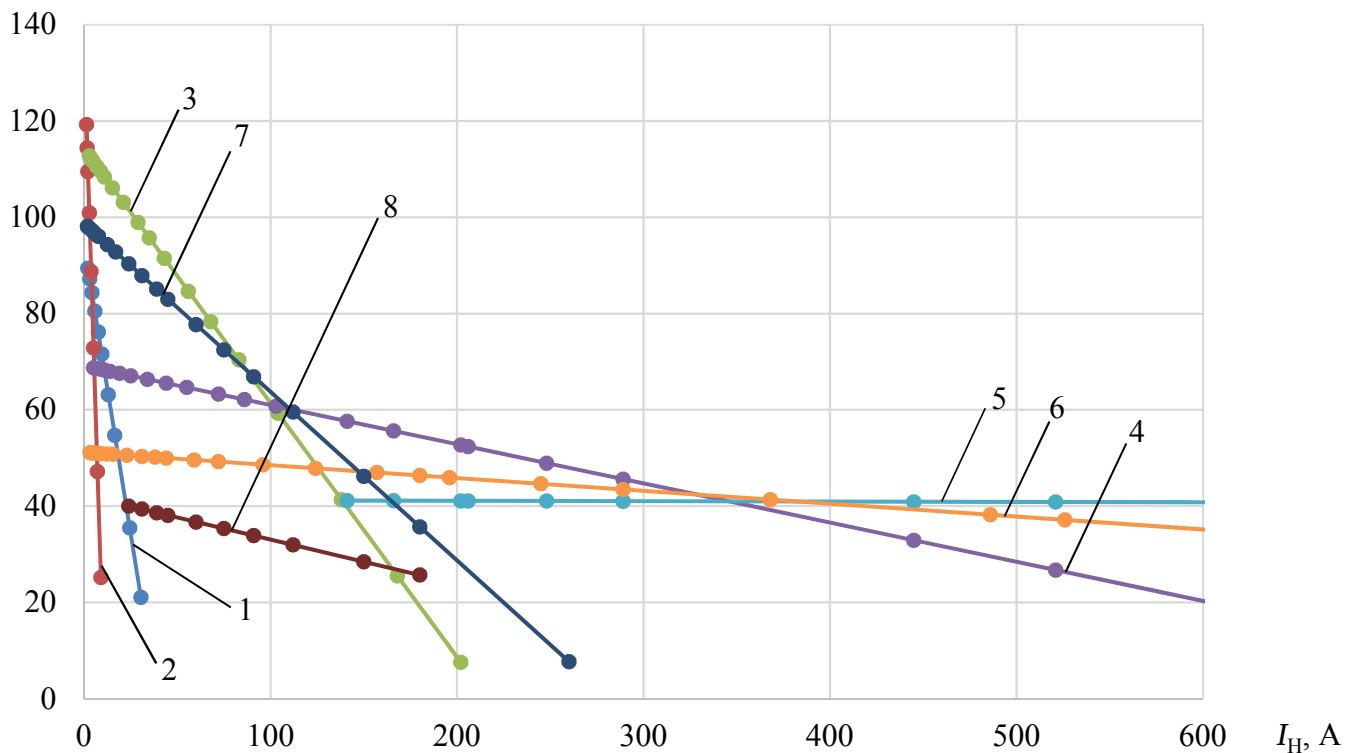


Рис. 4.19. Линейная регрессионная зависимость удельной цены вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *Control Techniques*, 2 – SK фирмы *Control Techniques*, 3 – SP фирмы *Control Techniques*, 4 – $ACS800$ фирмы *ABB*, 5 – $ACS880$ фирмы *ABB*, 6 – $ACS550-01$ фирмы *ABB*, 7 – $3G3RVA$ фирмы *Omron*, 8 – $3G3PVA$ фирмы *Omron*

разными фирмами-поставщиками была получена обобщенная регрессионная зависимость (см. рис. 4.20), которая описывается уравнением:

$$C(X)/I(I_H) = A_{15} \cdot I_H^5 + A_{14} \cdot I_H^4 + A_{13} \cdot I_H^3 + A_{12} \cdot I_H^2 + A_{11} \cdot I_H + A_{10}.$$

Как известно, данные, полученные на основании регрессионного анализа, требуют обязательного физического обоснования, так как наличие сильной корреляционной связи не гарантирует реальную “физическую” зависимость одной переменной от другой. Из рис. 4.20 видно, что в области малых токов зависимость

удельного коэффициента является существенно нелинейной. Объясняется это тем, что при малых номиналах тока существенную долю в стоимости полупроводникового преобразователя составляет цена на аппаратно-программную часть (стоимость микропроцессорного устройства и разработанного системного и прикладного программного обеспечения). Такая нелинейная зависимость наиболее выразительно проявляется для преобразователей, которые реализуют сложные алгоритмы регулирования координат электропривода (например, замкнутые схемы векторного управления с датчиком положения ротора [209]). В диапазоне же больших токов удельная цена на преобразователь представляет собой практически линейную функцию, проходящую горизонтально. Исходя из регрессионной зависимости, можно определить значение номинала преобразователя частоты, начиная с которого один полупроводниковый преобразователь может быть заменен двумя, меньшего номинала, при этом общая стоимость одного “большого” источника питания будет равна стоимости двух “малых”.

Поставленную задачу оптимизации удобнее решать численными методами. При этом для оценки сходимости этих методов удобно построить результирующую поверхность. Сама задача оптимизации для конкретной мощности превращается в задачу одномерного поиска наилучшего решения.

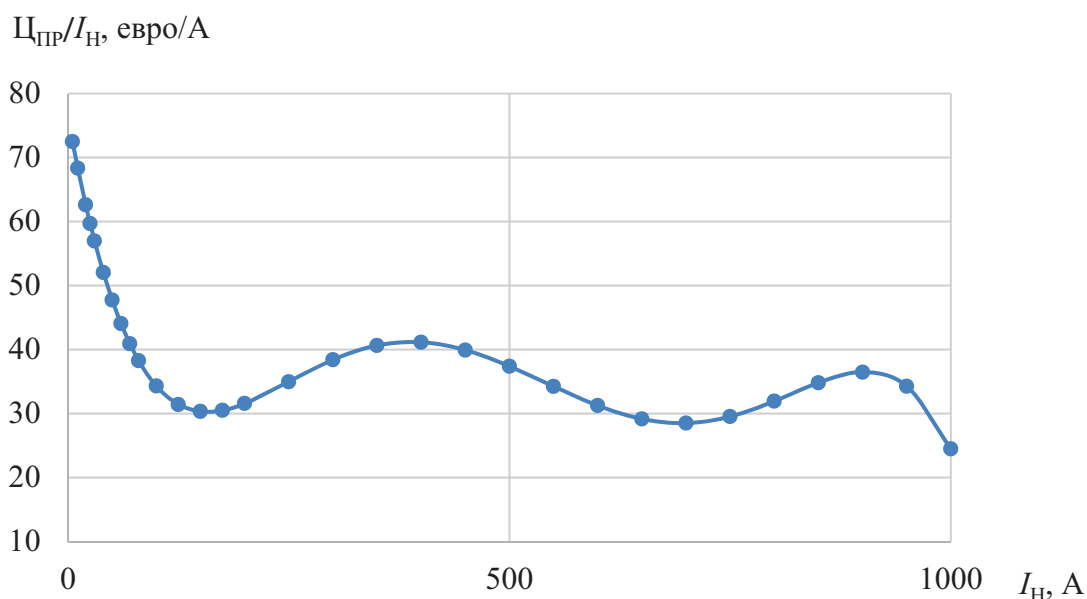


Рис. 4.20. Обобщенная регрессионная зависимость удельной цены полупроводникового преобразователя от тока

На рис. 4.21 представлена поверхность критерия q_3 как функции количества фаз электропривода и номинального момента двигателя.

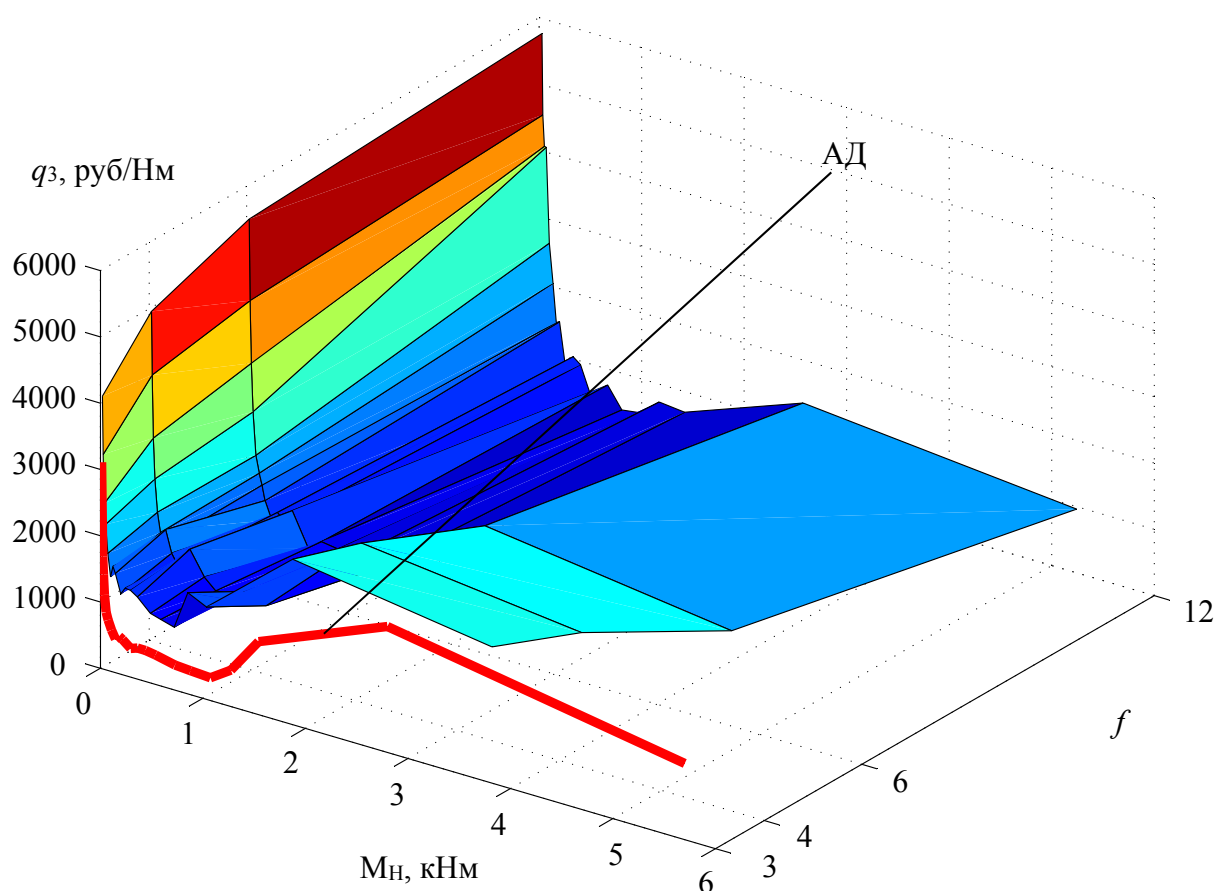


Рис. 4.21. Зависимость критерия $q_3 = C(X)/M$ от момента и количества фаз f

В области малых номиналов момента критерий оптимизации принимает наименьшие значения, если число фаз не превышает 3. Объясняется это тем, что увеличение фазности электропривода приводит к существенному увеличению стоимости комплектного электропривода и в первую очередь, полупроводниковой части. При увеличении номинальной мощности электропривода значения критерия q_3 увеличиваются при стандартном количестве фаз. Увеличение фазности электропривода способствует уменьшению q_3 . Объясняется это несколькими причинами: снижением доли полупроводниковой части в общей стоимости и в силу линейной зависимости цены на преобразователь частоты от номинала тока. На рис. 4.21 для сопоставления красной линией показана зависимость критерия q_3 для серийного асинхронного электропривода. В зоне больших мощностей эти

критерии для асинхронного электропривода и для СРМНВ оказываются сопоставимыми.

4.4.3. Выбор схемы силовых цепей при минимизации электрических потерь в электроприводе

На некоторых технологических объектах условия размещения силового оборудования жестко ограничены. Например, электроприводы бурового электрооборудования размещаются в контейнере, размеры которого определяются условиями транспортирования. До середины 2000 годов в качестве главных электроприводов на этих объектах применялся привод постоянного тока. Переход к электроприводу переменного тока потребовал иначе разрабатывать систему охлаждения. Обусловлено это тем, что в полупроводниковых преобразователях частоты электрические потери и, вызванный ими нагрев окружающего замкнутого пространства, выше [175].

При увеличении количества фаз возрастает число полупроводниковых элементов, растут и электрические потери в электрическом преобразователе. С другой стороны, электромеханический преобразователь имеет наилучшие массогабаритные показатели при $f > 6$ (см. рис. 4.12). Поэтому задача выбора оптимальной схемы силовых цепей электропривода с СРМНВ является актуальной.

На третьем этапе критерий оптимизации может быть сформулирован в виде функции

$$q_3 = \frac{\Delta P(X)}{M} = \frac{\Delta P(F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0, f)}{M},$$

где ΔP – величина, пропорциональная суммарным электрическим потерям, $F_B^0, F_A^0, F^0, \frac{D_p^0}{D_c}, \alpha^0$ фиксируются, а f – варьируется и принадлежит области допустимых значений $F = \{f: 0 \leq f \leq \infty\}$; M – величина номинального электромагнитного момента двигателя.

Алгоритм поиска оптимальных решений полностью повторяет п.п. 4.4.2. Остановимся на расчетах удельных весовых коэффициентов. На рис. 4.22 представлены линейные регрессионные зависимости удельных потерь в полупроводниковых преобразователях частоты от величины номинального тока. В табл. 4.3

представлены результаты статистической обработки полученных регрессионных зависимостей.

Таблица 4.3

Результаты статистической обработки удельных потерь
в полупроводниковых преобразователях

Параметр Номер опыта	I_H , А	$P_{ЭМП}/I_H$, Вт/А	$P_{РЕГ}/I_H$, Вт/А	d	d^2
1	5	15,62	14,45	1,17	1,36
2	11	13,07	14,24	-1,17	1,36
3	20	15,14	13,96	1,19	1,4
4	25	15,14	13,81	1,33	1,77
...	...	...	...	...	...
31	1000	12,24	12,13	0,11	0,012
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n-1}}$	0,73				
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$	0,001				
$t_{\text{КРИТ}}$	2,042				

Для статистических исследований была сделана выборка из 31 точки. Статистическая обработка выполнялась методом парной выборки, при этом использовалось распределение Стьюдента. Расчетный коэффициент t оказался меньше критического. Анализ кривых показывает, что абсолютные электрические потери зависят от класса преобразователя частоты (см. рис. 4.22, зависимости 1, 2) и от производителя (см. рис. 4.22, зависимости 2, 4). Так, фирма Control Techniques выпускает преобразователи нескольких типов. Наиболее “дорогой” в линейке выпускаемых преобразователей частоты Unidrive SP имеет пониженные электрические потери по сравнению с более “дешевым” решением на базе SE. Можно пред-

положить, что пониженные электрические потери достигаются за счет использования полупроводниковых ключей с пониженным прямым падением напряжения. Регрессионные зависимости 2, 3, 4 (рис. 4.22) во всем диапазоне токов проходят горизонтально, следовательно, электрические потери в этих типах преобразователей частоты пропорциональны току и могут быть аппроксимированы линейными функциями от номинального тока источника питания.

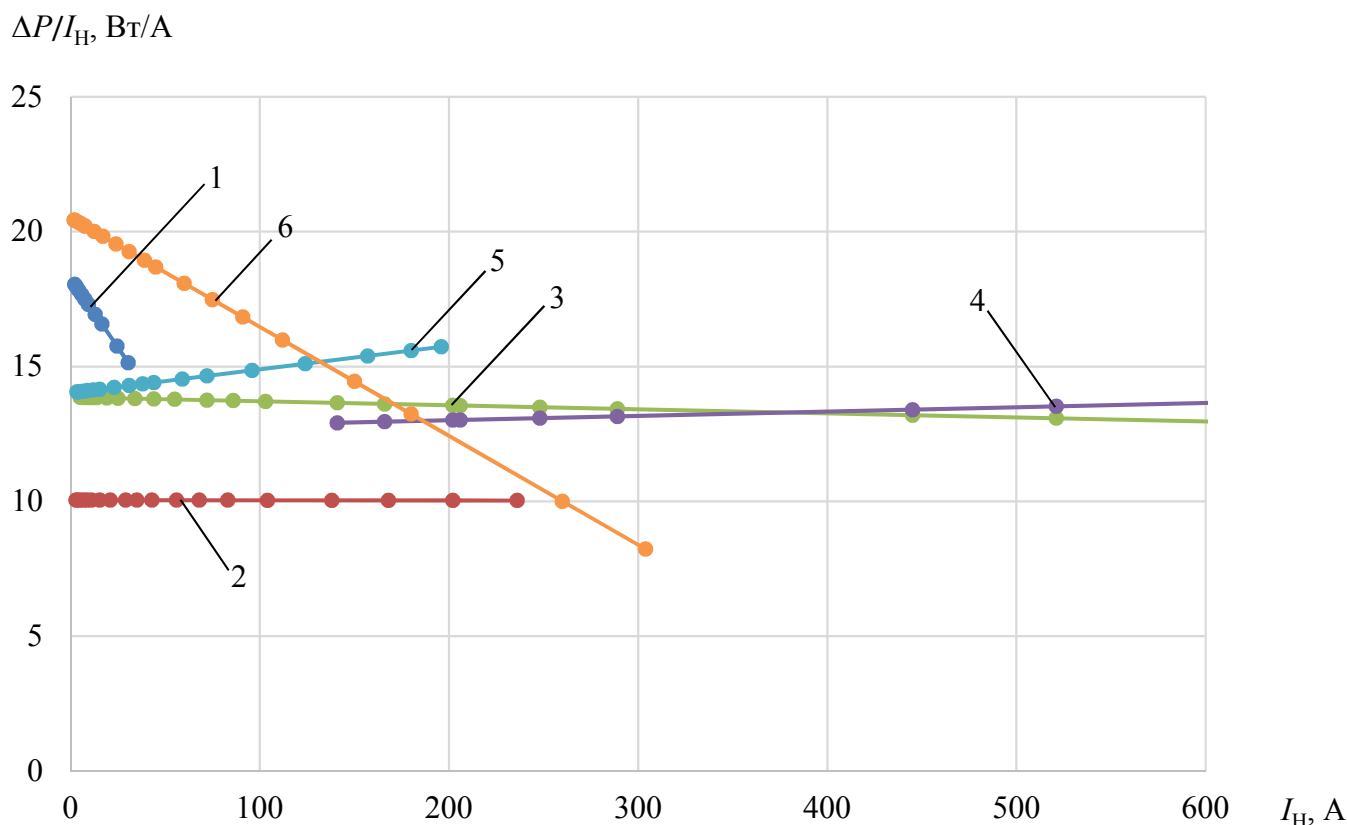


Рис. 4.22. Линейная регрессионная зависимость удельных потерь вентильных преобразователей от номинального тока нагрузки: 1 – SE фирмы *Control Techniques*, 2 – SP фирмы *Control Techniques*, 3 – ACS800-01 фирмы *ABB*, 4 – ACS880 фирмы *ABB*, 5 – ACS550-01 фирмы *ABB*, 6 – 3G3RVA фирмы *Omron*,

Известно, что электрические потери в конкретном преобразователе частоты зависят от несущей частоты [45]. Увеличивая несущую частоту ШИМ преобразователя частоты, удастся улучшить форму выходного тока, но при этом растут электрические потери в преобразователе частоты и уровень перенапряжений импульсного сигнала на обмотках двигателя. Компромисс в выборе несущей частоты может быть получен исходя из решаемых задач.

В случае, когда основным критерием оптимизационной задачи является минимум электрических потерь, актуальной оказывается задача поиска зависимости

электрических потерь в функции несущей частоты ШИМ. С этой целью была построена регрессионная зависимость электрических потерь в преобразователе частоты от токовой нагрузки при частоте ШИМ-сигнала 0 Гц.

Таблица 4.4

Статистическая оценка потерь в полупроводниковых преобразователях при различных значениях частоты ШИМ

f , кГц	$t_{\text{ЭКСП}}$	$t_{\text{РЕГ}}$	d	$E_1 = d - t \cdot \frac{s_d}{\sqrt{n}}$	$E_2 = d + t \cdot \frac{s_d}{\sqrt{n}}$
1	59	58,87	0,13	-0,04	0,31
2	62	62,28	0,28	0,1	0,45
4	69	68,8	0,2	0,02	0,38
8	82	82,1	0,09	-0,09	0,26
12	96	95,9	0,03	-0,15	0,21
16	107	107,01	0,01	-0,16	0,19
$s_d = \sqrt{\frac{\sum d^2 - \frac{(\sum d)^2}{n}}{n - 1}}$			0,17		
$t = \frac{\bar{d} - \mu_d}{\frac{s_d}{\sqrt{n}}}$			0,03		
$t_{\text{КРИТ}}$			2,571		

В табл. 4.4 дана статистическая обработка результатов. Из рис. 4.23 следует, что, установив несущую частоту на минимум, можно снизить потери в 1,5–1,7 раза [125].

Решать задачу поиска оптимального значения критерия q_3 можно выполнять численными методами как задачу одномерного поиска. На рис. 4.24 представлена поверхность критерия q_3 в функции числа фаз и номинального момента двигателя. Для электроприводов с СРМНВ в зоне малых мощностей наихудшие показатели критерия q_3 получаются в многофазных схемах. По мере увеличения мощности электропривода эта зависимость сохраняется, но разница между лучшим решением (в случае 3-фазных схем) и для многофазной схемы становится незначительной. Объяснить этот факт можно линейной зависимостью электрических потерь в функции тока (см. рис. 4.22).

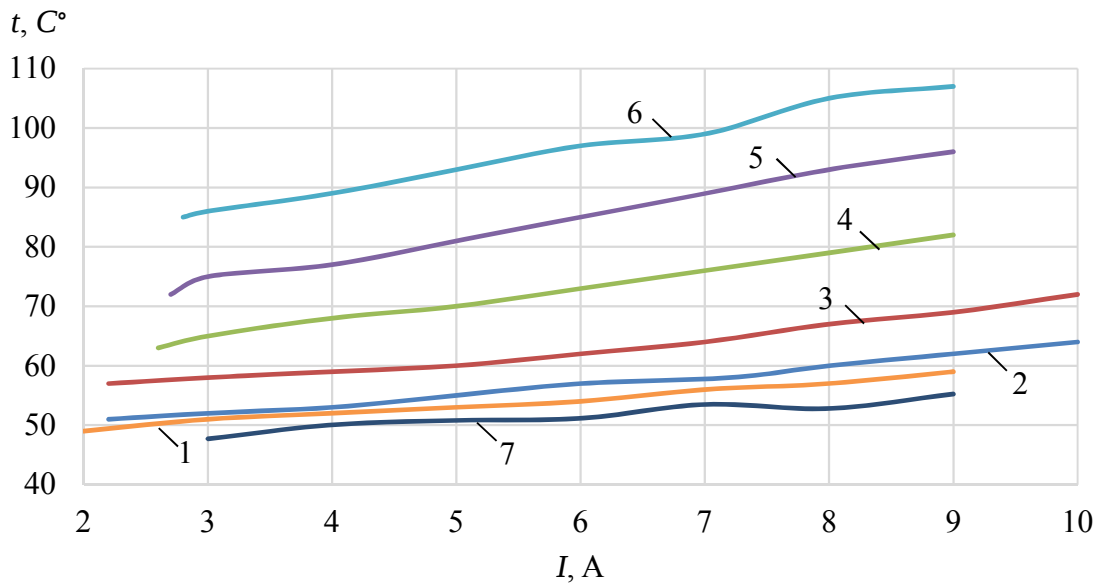


Рис. 4.23. Зависимость потерь в полупроводниковых преобразователях в функции несущей частоты ШИМ 1кГц(1), 2кГц(2), 4кГц(3), 8 кГц(4), 12 кГц(5), 16 кГц(6), 0 кГц (7)

4.5. Оптимальные решения по критерию Парето

При решении задачи многокритериальной оптимизации были получены утопические точки $Q_i^I = \min_{X \in X_{\text{доп}}} q_i(\mathbf{X})$, где i принимает значения: 1, 2, 3.

Критерии $q_1(\mathbf{X})$, $q_2(\mathbf{X})$ не являются конфликтующими, а вот критерий $q_3(\mathbf{X})$ входит в противоречие с критериями $q_1(\mathbf{X})$, $q_2(\mathbf{X})$.

В этом случае задачу поиска оптимального решения можно выполнять по методу критерия Парето, используя скалярное ранжирование [11]. Суть метода сводится к представлению общего критерия оптимизации: $Q = \min_{X \in X_{\text{доп}}} \{q_1(\mathbf{X}), q_2(\mathbf{X}), q_3(\mathbf{X})\}$ к одному из видов скаляризации функции, например, к аддитивной (взвешенной сумме). В этом случае задача оптимизации сводится к нахождению вектора решений $\mathbf{X}$ для целевой функции

$$Q_1 = \sum_{i=1}^3 (w_i q_i(\mathbf{X})).$$

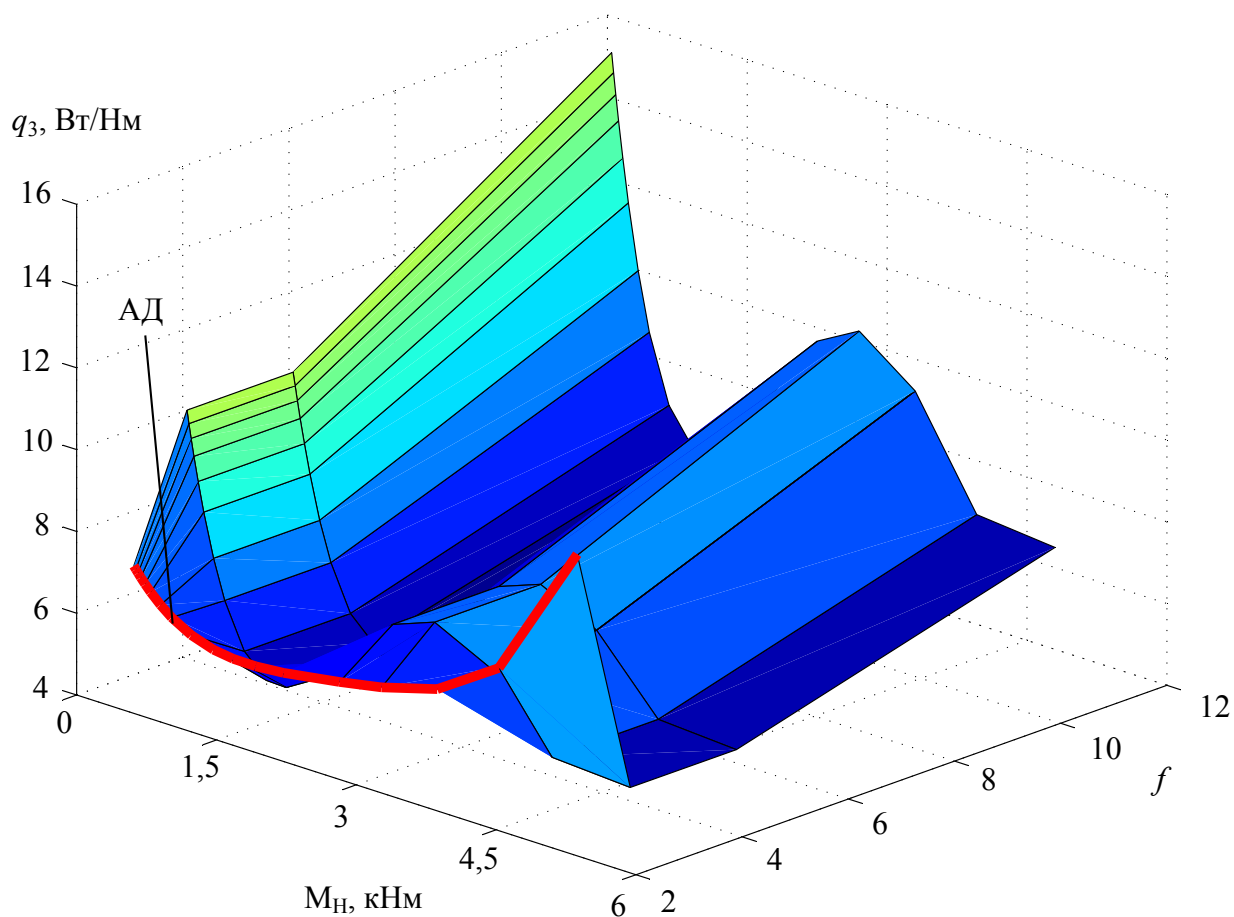


Рис. 4.24. Зависимость критерия $q_3 = \Delta P(X)/M$ от момента и количества фаз f

В этом случае весовые коэффициенты w_i могут быть получены методом экспертной оценки. Например, если электропривод реализует сложные технологические режимы работы, обеспечивает предельные характеристики по быстродействию и перегрузочной способности и при этом не стеснен по условиям размещения электрооборудования и экономическим показателям, то для весовых коэффициентов выполняется неравенство $w_1, w_2 > w_3$. При этом конкретные значения этих критериев оцениваются на основании обработки данных, полученных от экспертов [84].

Выводы по главе 4

1. Предложен алгоритм поэтапной оптимизации электропривода с СРМНВ. На первом этапе определялось рациональное соотношение между затратами на медь обмотки статора и железо магнитопровода. Показано наличие оптимума в величине их отношения, которое зависит от значений весовых коэффициентов.

На втором этапе в рамках принятых относительных затрат на медь обмотки и железо магнитопровода определялись наилучшие размеры элементов конструкции двигателя (диаметр, отношение диаметров сечения магнитопроводов статора и ротора, число пар полюсов).

На последнем этапе оптимизировались структура и параметры силовых цепей по критерию минимума суммарных затрат.

2. Показано, что общепринятые методы выбора соотношения активных материалов в электроприводе требуют уточнения в тех случаях, когда электропривод работает на пределе своих возможностей, например, при больших перегрузках по моменту.

В основу выбора рационального соотношения между активными материалами предлагается идея векторного регулирования момента, которая эффективно себя зарекомендовала при построении современных высококачественных систем управления электроприводов. В работе предложено и показано, что эту идею можно весьма эффективно использовать не только при синтезе системы управления, но и при выборе активных материалов с позиций обеспечения предельных характеристик электропривода. В качестве критерия оптимизации взято отношение массы активных материалов к величине электромагнитного момента. Параметрами оптимизации приняты величины МДС возбуждения, якоря и намагничивания, скорректированные весовыми коэффициентами (удельными затратами на медь, сталь магнитопровода, а также на силовые элементы полупроводникового преобразователя).

В отличие от основной массы нерегулируемых электроприводов переменного тока с непосредственным подключением к промышленной сети, у которых при перегрузках по моменту наблюдается снижение магнитного потока из-за повышенного падения напряжения на обмотке статора, в электроприводах с СРМНВ этого недостатка и связанного с ним неполного использования габаритной мощности двигателя можно избежать, т.к. в режиме “последовательного возбуждения” при больших нагрузках магнитную систему насыщают, что позволяет электроприводу успешнее преодолевать перегрузки по моменту. По этой причине целесообразно на этапе проектирования электропривода перераспределять

затраты в сторону увеличения обмоточной меди. Когда необходимо учитывать габариты преобразователя, например, в автономных электроприводах, делается поправка весовых коэффициентов, учитывающих наличие преобразователя в цепи статора.

3. В диапазоне моментов до $M_H < 2$ кНм стоимость электропривода с СРМНВ по сравнению с типовым асинхронным регулируемым электроприводом оказывается выше. Электроприводу с СРМНВ следует отдавать предпочтение, когда со стороны технологического объекта предъявляются повышенные требования к регулировочным и перегрузочным показателям, которые асинхронными электроприводами не реализуются. При $M_H > 2$ кНм оба варианта электропривода имеют близкие ценовые показатели, но электропривод с СРМНВ сохраняет улучшенные регулировочные характеристики.

5. СИНТЕЗ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5.1. Классификация структур управления электроприводами переменного тока

Как было показано в гл. 3, способ управления электроприводом может влиять на удельные и перегрузочные показатели электропривода. Поэтому выбор и разработка рациональной системы управления является актуальной задачей. С целью выбора наиболее рациональных схем управления электроприводом необходимо их систематизировать. Есть много удачных примеров классификации систем управления по разным критериям, например, в [147, 148] предлагается в качестве одного из признаков классификации – структурный (или точностной). На рис. 5.1 представлена классификационная структура современных электроприводов переменного тока.

Все структуры управления электроприводами переменного тока могут выполняться по разомкнутому (скалярные) и замкнутому (векторные и с обратной связью) принципам. Скалярные схемы как наиболее простые в наладке и эксплуатации применяются для объектов с умеренными показателями регулирования [10, 135, 147, 159].

В векторных схемах управления наилучшие динамические показатели обеспечиваются в структурах с трансвекторным (*TRANSVEKTOR-Regelung*) и релейно-векторным (DTC-) управлением. Трансвекторные схемы в своей структуре содержат датчики потока, поэтому они даже на сегодняшний день не получили практического применения. Релейно-векторные схемы управления содержат минимальный набор датчиков обратных связей (напряжения и тока) [132], при этом имеют наилучшие динамические показатели, что подтверждается теоретическими исследованиями и практическим внедрением асинхронных электроприводов.

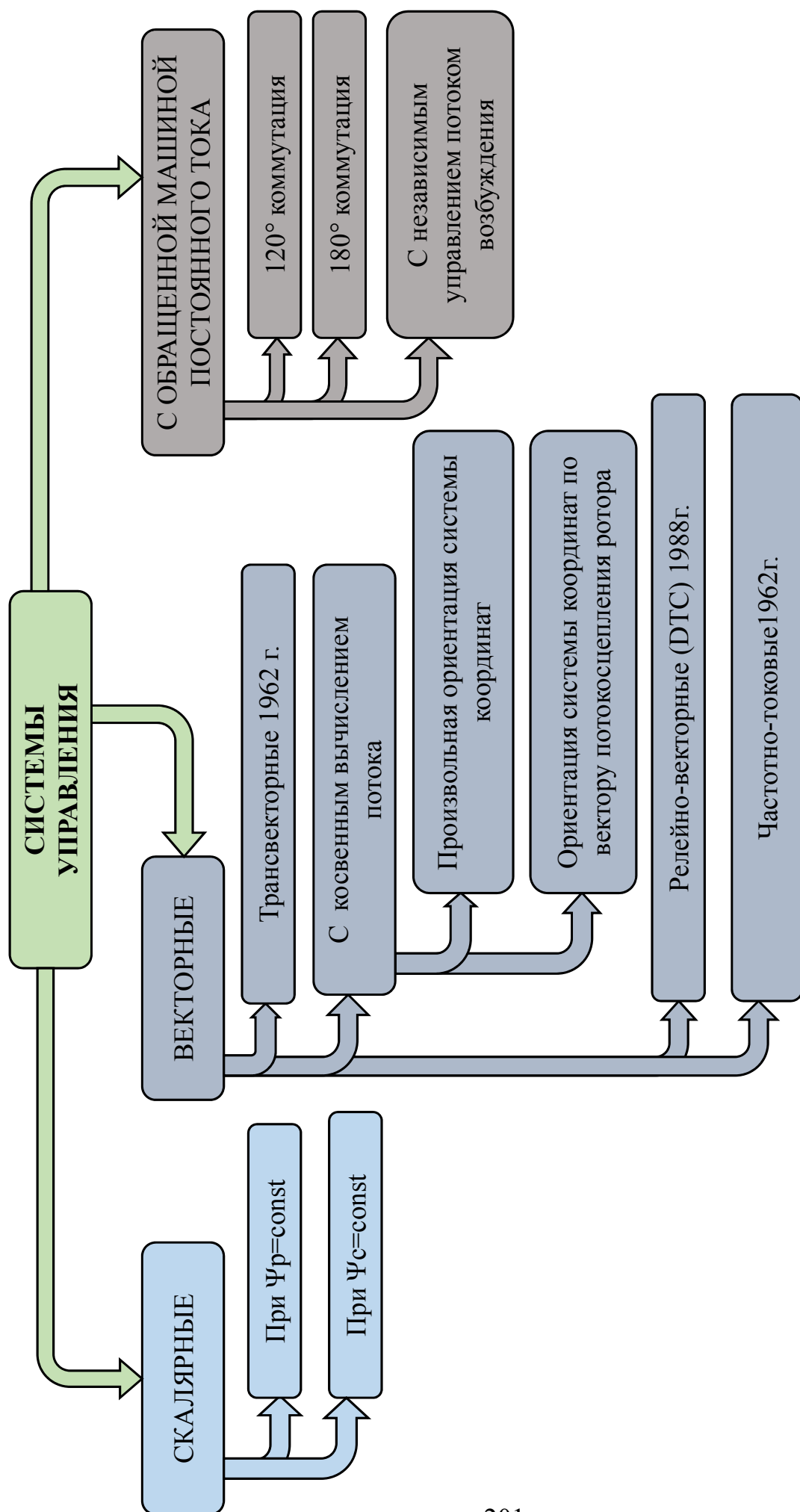


Рис. 5.1.1. Классификация структур управления электроприводов переменного тока

Под классом структур управления, аналогичных обращенной машине постоянного тока, понимаются системы регулирования синхронными электроприводами, в которых форма тока статора отличается от синусоидальной и, как правило, имеет прямоугольную форму. Эти электроприводы по принципу работы наиболее близки электроприводам постоянного тока. В некоторых системах наилучшие показатели по управлению достигаются именно благодаря отказу от синусоидального возбуждения.

Многофазные электроприводы с СРМНВ наиболее полно используются по габаритам, если применяются специальные законы управления, отличные от синусоидальных (см. п.п. 4.4). С учетом сказанного, для решения задач синтеза структур управления, обеспечивающих наилучшие показатели по быстродействию и перегрузочной способности, следует выбирать схемы с DTC-управлением (для электроприводов с обычным числом фаз) и схемы, соответствующие обращенной машине постоянного тока (для многофазных решений).

5.2. Обобщенная структура управления электроприводом с СРМНВ

Электроприводы переменного тока относятся к многомерным системам [104], размерность которых определяется числом фаз. Наиболее эффективные электроприводы с СРМНВ имеют размерность $f \geq 6$. Как показывает опыт разработки высококачественных электроприводов переменного тока [104], синтез системы управления удобнее вести на основе формализованных матричных моделей. Для выявления новых качественных свойств электропривода с СРМНВ попытаемся дать оценку количеству независимых управляющих воздействий, которые появляются благодаря многофазности и произвольной форме фазного тока.

5.2.1. Матричная модель контура регулирования момента как многомерной системы

Синтез системы управления электроприводом начинался с анализа числа степеней свободы, которые понимались как количество независимых управляющих воздействий. Анализ возможностей систем управления электроприводов с

СРМНВ выполнялся в сопоставлении с традиционными регулируемые асинхронными и синхронными электроприводами.

На рис. 5.2, а дана векторно-матричная модель асинхронного электропривода. Матричная модель асинхронного двигателя была заимствована из [132]. На рис. 5.2 многомерные векторы выделены жирным шрифтом. В – специальная матрица 2×2 [132, с. 40]. Схема управления выполнена как многоконтурная с подчиненным регулированием координат, в которой внутренний – это контур регулирования момента КРМ, внешний – контур регулирования скорости. Работа внутреннего контура задается выходом регулятора скорости. Анализ схемы показал, что в ней качественные показатели регулирования могут быть достигнуты лишь при компенсации взаимного влияния контуров регулирования тока статора I_1 и тока ротора I_2 . В реальности такую компенсацию можно обеспечить лишь косвенно, так как ротор короткозамкнутого асинхронного двигателя недоступен для управления. В этом случае высококачественные структуры управления встраиваются в систему с ориентацией координат по вектору потокосцепления ротора с выделением активной и реактивной составляющих многомерного вектора I_1 .

В асинхронных электроприводах количество независимых управляющих воздействий равно двум – это могут быть разные сочетания координат. Для достижения высоких регулировочных показателей в системах векторного управления можно, например, воздействовать на активную и реактивную составляющие тока. Такой подход создает иллюзию независимого управления полем возбуждения и активным током ротора. В реальности при изменении заданий на “активную” и “реактивную” составляющие частично изменяется пространственное положение кривой вектора потокосцепления статора относительно вектора потокосцепления ротора. Полноценного регулирования этих положений достигнуть невозможно, так как при изменении нагрузки на валу двигателя изменяется скольжение ротора, а вместе с ним и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора. Это приводит к ограничению возможности свободного регулирования пространственного положения этих векторов относительно друг друга, что наиболее выразительно проявляется при перегрузках. При этом усиливается

влияние перекрестных связей, что вызвано увеличенным углом поворота вектора тока ротора относительно вектора магнитного потока и снижением электромагнитного момента в зоне закритических скольжений. Это вызывает значительные погрешности в классической модели асинхронного электропривода.

Дадим анализ количества независимых управляющих воздействий в синхронных частотнорегулируемых электроприводах. На рис. 5.2, б представлена векторно-матричная структура управления синхронного электропривода, в которой заимствованная из [103] схема двигателя была дополнена структурой частотно-токового управления. Выход контура регулирования момента формирует обобщенный вектор напряжения U_s , а выход звена d (преобразователь одномерной величины i_f в многомерную (см. [103])) задает дополнительное независимое управляющее воздействие. Таким образом, в синхронном электроприводе количество независимых управляющих воздействий увеличивается на единицу по сравнению с асинхронным электроприводом. Качество управления в электроприводе в этом случае резко возрастает, так как дополнительный канал независимого управления, например, возбуждения, управляется от отдельного источника. Возникающие в системе возмущающие воздействия перекрестных связей, в данном случае со стороны статора через координату ψ_{fm} , могут успешно корректироваться контуром регулирования тока возбуждения i_f за счет возможности источника питания формировать форсированные сигналы (на рис. 5.2, б контур регулирования тока возбуждения не показан).

5.2.2. Анализ факторов, способствующих увеличению числа независимых управляющих воздействий

С целью выявления путей увеличения независимых управляющих воздействий в разных типах электроприводов исследовалась картина магнитных полей [21, 26, 35, 76]. На реальном макете в режиме холостого хода и при нагрузке регистрировалась картина магнитной индукции в зазоре вдоль расточки статора. Она сравнивалась с индукцией в зазоре синхронной машины с активным ротором, классического реактивного двигателя и двигателя постоянного тока. Аналогичные исследования проводились на обобщенной математической модели

электропривода (см. рис. 2.22). Подробные условия проведения экспериментов даны в [27, 35, 113]. Интерес к картине магнитных полей обусловлен тем, что она позволяет объяснить физику формирования распределенного тягового усилия вдоль ротора. В других методах исследований рассматривается лишь интегральный показатель – электромагнитный момент. В последнем случае этот результат не всегда можно обобщить на все режимы управления электроприводом.

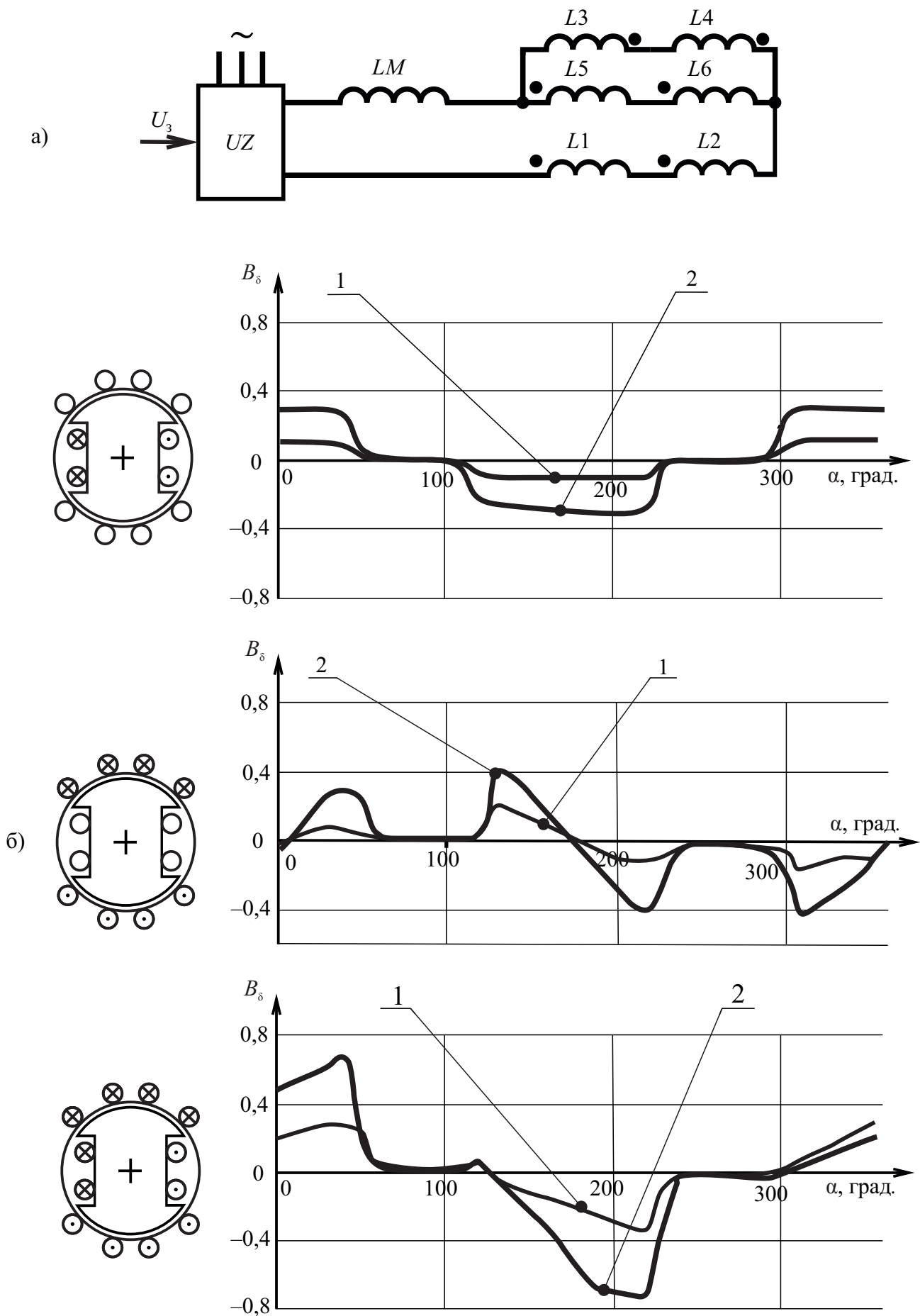
Анализ количества независимых управляющих воздействий в обычном синхронном электроприводе с активным ротором

Возбуждение в синхронной машине с активным ротором создаётся со стороны ротора обмоткой LM , поэтому на роторе СРМНВ была намотана обмотка возбуждения. Эта обмотка имела такое же число витков, что и обмотка на статоре СРДМВ, расположенная над межполюсным промежутком и образующая эквивалентную обмотку возбуждения. Статорные обмотки $L1 - L6$ и обмотку возбуждения LM запитывали от преобразователя постоянного тока UZ (рис. 5.3, а).

Когда в синхронной машине пропускали токи (1 или 3 А) только через обмотку ротора LM , то картина поля имела трапецеидальную форму (рис. 5.3, б, первый рисунок).

При соединении обмоток статора по схеме трёхфазной звезды и токах в этих обмотках (в одном из случаев пропускали 4,2 А – в первой фазе, образованной обмотками $L1 - L2$; 2,1 А – во второй $L5 - L6$ и третьей $L3 - L4$ фазах), соответствующих мгновенным значениям токов, образующих симметричную трёхфазную систему (рис. 5.3, а), картина магнитного поля в зазоре имела форму, показанную на рис. 5.3, б, второй рисунок.

Для корректного сопоставления кривых (рис. 5.3, б, второй рисунок) с индукцией в зазоре СРМНВ необходимо перейти от мгновенных значений токов к действующим. Т.к. по одной из фаз пропусклось амплитудное значение тока (рис. 5.3, а фаза, образованная обмотками $L1 - L2$), то при синусоидальной форме сигнала амплитудное и действующее значение тока связаны $\sqrt{2}$ и, следовательно, $I_{сркв} = 3$ А.



Наконец, когда в том же положении ротора, не отключая обмоток статора, запитали обмотку ротора LM от источника постоянного напряжения, получили кривую магнитной индукции, которая представлена рис. 5.3, б, третий рисунок.

Рассмотренная картина полей в воздушном зазоре физической модели синхронной машины с активным ротором принципиально не отличалась от полученной на обобщенной математической модели (рис. 2.20). Анализ картины магнитных полей в синхронном реактивном электроприводе показал, что за счет независимого управления каналами возбуждения и якоря удастся независимо формировать результирующее магнитное поле. В линейной системе результирующее поле в зазоре магнитной машины является алгебраической суммой от управляющих каналов возбуждения и якоря. В реальности за счет нелинейности магнитной системы в форме результирующего поля возбуждения наблюдается искажение, оно будет тем заметнее, чем больше насыщается магнитная система.

При построении системы управления в синхронном электроприводе с активным ротором приходится учитывать, что **количество независимых управляющих воздействий равно трем.**

Анализ количества независимых управляющих воздействий в обычном СРД

Т.к. электропривод с СРМНВ и традиционный СРД имеют близкую конструкцию (явнополюсный реактивный ротор, “гладкий” статор), сравним физическую картину магнитных полей в характерных режимах работы.

В случае электропривода с СРД обмотки статора соединялись по схеме трёхфазной звезды (рис. 5.4, а), а токи, протекающие по этим обмоткам, соответствовали мгновенным значениям токов, образующих симметричную трёхфазную систему токов. Цепь ротора отключалась.

В режиме идеального холостого хода угол рассогласования β между осью МДС статора и осью ротора равен нулю. Поэтому указанный режим моделировался согласованием оси ротора и оси МДС статора. Полученная кривая распределения индукции в зазоре представлена на рис. 5.4, б, первый рисунок. Далее, оставив обмотки статора подключенными к источнику питания (рис. 5.4, а), ротор двигателя поворачивали относительно оси МДС статора. Тем самым моделировался режим нагрузки (при изменении нагрузки изменяется угол

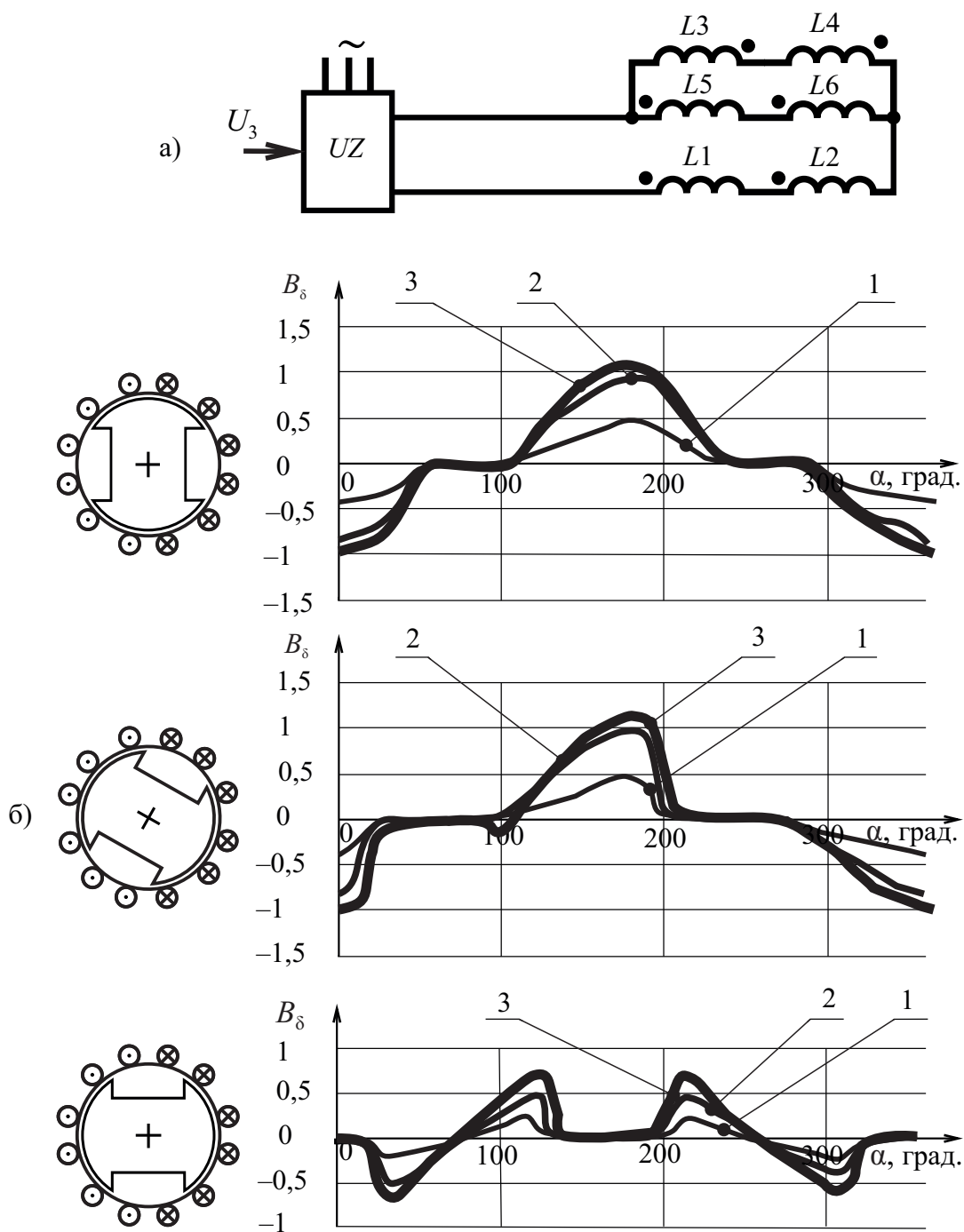


Рис. 5.4. Анализ независимых управляющих воздействий в электроприводах с обычным СРД: а) функциональная схема;
б) картина магнитных полей при токах: 1 – 1 А; 2 – 3 А; 3 – 5 А

рассогласования β). На рис. 5.4, б, второй и третий рисунки, показаны картины магнитных полей, соответствующих угловому положению ротора β 30, 90 электрических градусов [21, 35].

Анализ полученных кривых показывает, что на холостом ходу поле возбуждения в зазоре СРД максимально, составляющая тока I_q (проекция полного тока

на ось q двухфазной системы координат, жёстко связанной с ротором) равна нулю, следовательно, нулю равен электромагнитный момент (5.4, б, первый рисунок). С увеличением нагрузки и при питании синхронной реактивной машины от источника тока активная составляющая тока I_q увеличивается, составляющая же тока, создающая поток возбуждения (I_d , проекция полного тока на ось, совпадающую с осью ротора) уменьшается (рис. 5.4, б, второй рисунок). Когда угол рассогласования равен 90 электрических градусов, составляющая тока I_q будет максимальна, а возбуждение равно нулю (рис. 5.4, б, третий рисунок), поэтому нулю равен электромагнитный момент. Т.е. с одной стороны, при увеличении нагрузки растёт активная составляющая тока (участвующая в создании электромагнитного момента), с другой – уменьшается поле возбуждения [21, 35].

Таким образом, в электроприводе с СРД, подключенном к промышленной сети, число степеней свободы такое же, как и в асинхронном электроприводе, а векторные схемы управления строят так, что контуры регулирования возбуждения и активной составляющей предполагаются независимыми. Между тем, эти составляющие связаны друг с другом общим уравнением связи, которое диктуется синусоидальной формой результирующего тока, так что рассматривать эти составляющие как независимые воздействия нельзя.

Анализ количества независимых управляющих воздействий в электроприводе с СРМНВ

При исследовании свойств электропривода с СРМНВ моделировались те же режимы работы, что и в случае синхронного электропривода с активным ротором, что позволило сравнить свойства этих двигателей. Схема принципиальной лабораторной установки показана на рис. 5.5, а.

В электроприводе с СРМНВ сначала создали возбуждение статорными обмотками 1–1', 2–2' (рис. 1.8, а), расположенными над межполюсным промежутком ротора. Число витков обмоток 1–1'+2–2' равнялось числу витков обмотки возбуждения, намотанной на ротор физической модели синхронного электропривода с активным ротором. По обмоткам $L1$, $L2$ (фазы 1 и 2, рис. 5.5, а, первый рисунок) пропускался ток той же величины, что и по обмотке ротора синхронного

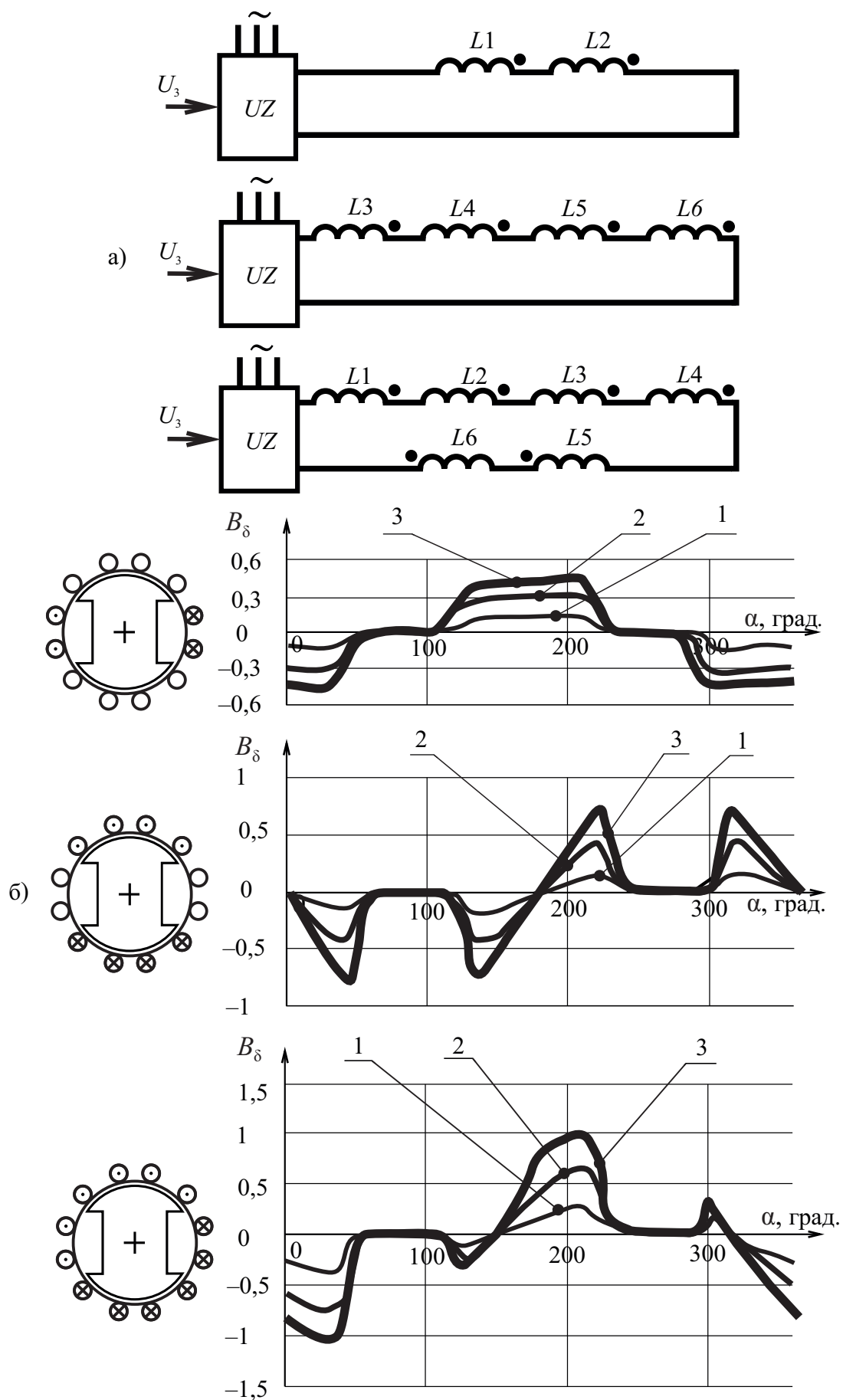


Рис. 5.5. Анализ независимых управляющих воздействий в электроприводах с СРМНВ:
а) функциональная схема;
б) картина магнитных полей при токах: 1 – 1 А; 2 – 3 А; 3 – 5 А

электропривода, т.е. МДС, создаваемая обмоткой возбуждения электропривода с СРМНВ (1–1', 2–2'), равнялась МДС, создаваемой обмоткой ротора синхронной машины.

Исходя из поставленных задач, на макете создавались следующие режимы работы машины:

– режим идеального холостого хода возбуждённого СРДНВ. Он был получен подключением обмоток 1–1' и 2–2' (рис. 5.5, а, первый рисунок), расположенных напротив межполюсных промежутков, к источнику постоянного тока. По этим обмоткам пропускались токи 1, 3, 5 А. Полученные кривые показаны на рис. 5.5, б, первый рисунок. Картина поля в воздушном зазоре имеет не прямоугольную, а трапецеидальную форму, что связано с проявлением краевых эффектов. Аналогичную картину распределения индукции в зазоре имеет синхронный электропривод с обмоткой возбуждения на роторе (рис. 5.3, б, первый рисунок). Количественный анализ рассмотренных кривых показывает, что при равных МДС обмотка, расположенная на статоре над межполюсным промежутком, создаёт индукцию в зазоре той же величины, что и обмотка, расположенная на роторе синхронной машины с активным ротором;

– выделялась в “чистом” виде реакция якоря в электроприводе с СРМНВ. Для этого запитывались только обмотки 3–3', 4–4', 5–5' и 6–6', расположенные над полюсами (рис. 5.5, а, второй рисунок). Измеренные значения индукции в зазоре представлены на рис. 5.5, б, второй рисунок;

– наконец, моделировался режим нагруженной возбуждённой машины: в том же положении ротора пропускали токи через все шесть обмоток статора. При этом картина магнитного поля искажалась, уменьшаясь под одним краем и увеличиваясь под другим (рис. 5.5, б, третий рисунок).

Аналогичные зависимости были получены на обобщенной математической модели (рис. 2.22). Эти теоретические зависимости практически сливаются с экспериментальными, поэтому на рис. 5.5, б они не показаны.

Таким образом, в идеальном электроприводе с СРМНВ за счет многофазности линейную плотность тока можно задать вдоль расточки статора любой

формы. В работах Н. Weh [213] это представлено как дополнительное “управление реакцией якоря”. Данное обстоятельство используется как еще одна дополнительная степень свободы, которая позволяет более эффективно формировать управляющие воздействия в зоне перегрузок. Указанные рассуждения строятся из предположения, что электромеханический преобразователь имеет бесконечное число фаз, а источники тока являются идеальными (с бесконечно большой полосой равномерного пропускания частот).

При синтезе системы управления электроприводом с СРМНВ необходимо учитывать, что число степеней свободы в нем увеличено и равно трем. Правда это принципиально достигается за счет несинусоидальной формы управляющего сигнала, подаваемого на вход источника питания [34].

5.2.3. Выбор управляющих воздействий в электроприводе с СРМНВ

На рис. 5.6 представлена матричная структурная схема электропривода с СРМНВ. Будем считать, что источники фазных токов, настраиваемые регулятором тока $W_{PT}(p)$, имеют бесконечно большую полосу равномерного пропускания частот, а электромеханический преобразователь имеет неограниченное число фаз. В этом случае основными управляющими воздействиями могут быть приняты составляющие тока статора $I_{задЯ}$, $I_{задВ}$.

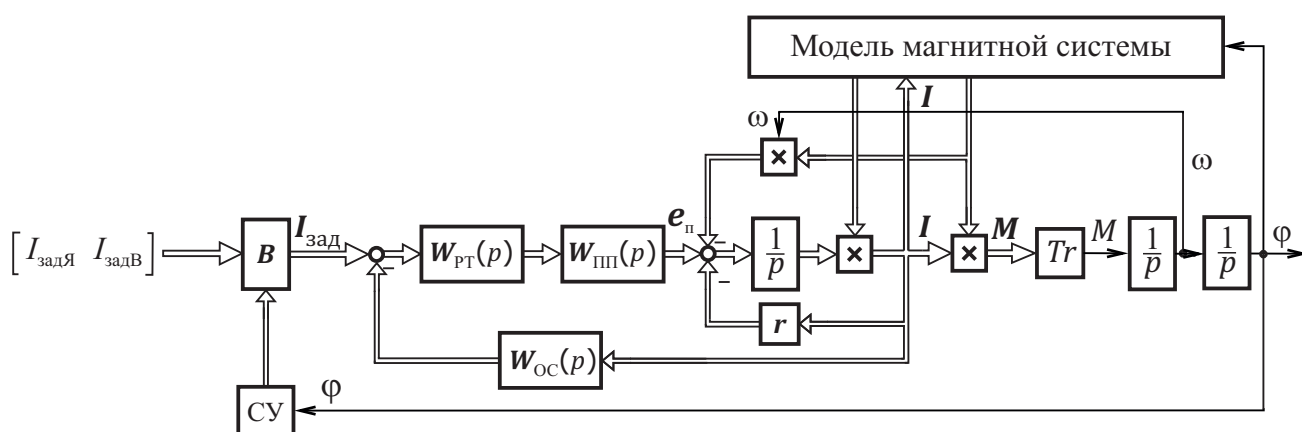


Рис. 5.6. Матричная модель электропривода с СРМНВ

На рис. 5.6 модель магнитной системы – это составляющая обобщенной математической модели, разработанной в гл. 2. Кроме того, матрицей B по сигналам

СУ осуществляется регулируемое смещение волны результирующего тока относительно углового положения ротора. Фактически, матрицей **В** учитывается выполнение нескольких операций:

$$\begin{bmatrix} I_{\text{задЯ}} & I_{\text{задВ}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_{p1} & \alpha_{p2} & \dots & \alpha_{pf} \\ \frac{\alpha_{p1}}{\alpha_{pf}} & \frac{\alpha_{p2}}{\alpha_{pf}} & \dots & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\text{зад1}} & I_{\text{зад2}} & \dots & I_{\text{задаf}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} I_{\text{зад1}} & I_{\text{зад2}} & \dots & I_{\text{задаf}} \end{bmatrix}^T.$$

Матрицей **М** учитываются составляющие электромагнитного момента, которые создаются каждой из фаз в электрической машине, а в преобразователе *Tr* выполняется суммирование элементов матрицы **М**, результатом которого является электромагнитный момент двигателя *M*, т.е. операция след матрицы **М** размерности (*f* x 1)

$$\text{Tr } \mathbf{M} = \sum_f M_{f1}.$$

Матричная структура (рис. 5.6) демонстрирует количество независимых управляющих воздействий в электроприводе, в качестве которых можно принять: *I*_{задЯ}, *I*_{задВ} и пространственное положение волны, образованной этими токами.

5.3. Обоснование возможности аппроксимации динамических характеристик электропривода с СРМНВ линейными звеньями

Обобщенная математическая модель электропривода с СРМНВ может успешно использоваться на этапах разработки электропривода, принятия новых решений, выбора оптимальных соотношений активных материалов в электроприводе. На этапе же наладки требования к уровню сложности математической модели резко изменяются. Во-первых, это обусловлено другим уровнем квалификации специалистов, занимающихся настройкой и вводом систем в эксплуатацию. Во-вторых, качество результатов расчета любой математической модели определяется не только объемом и сложностью заложенного математического аппарата, но и исходными данными. Как правило, в силу отсутствия полной информации об объекте наладки и работы систем в условиях помех получить достоверные данные об объекте невозможно. С другой стороны, электропривод, в котором рационально выбраны активные материалы, и спроектированный под конкретные

режимы работы, будет отличаться линеаризованными характеристиками. Поэтому на данном этапе актуальной оказывается задача обоснования и детализации “простейших” методов наладки для объекта управления.

5.3.1. Физические модели электроприводов с СРМНВ

Для обоснования достоверности теоретических исследований и уточнения математических моделей был создан целый ряд лабораторных образцов электропривода (на кафедре ЭПА, Южно-Уральского госуниверситета) установленной мощностью от 0,5 до 15 кВт. В разработанных физических моделях реализовано несколько схем силовых цепей: на базе НПЧ, позволяющих моделировать режимы электроприводов большой мощности (см. рис. 5.7, а); на базе транзисторных источников питания с индивидуальными источниками питания на фазу (см. рис. 4.14, в); на базе стандартных автономных инверторов напряжения (см. рис. 4.14 а). Подробное описание лабораторных макетов можно найти в [27] и в диссертации аспиранта Бычкова А.Е. [14], при непосредственном участии которого создавались образцы электроприводов с микропроцессорным управлением.

Основную идею работы узла формирования фазных токов демонстрирует коллекторный датчик положения (рис. 5.7, б). Здесь на валу ротора двигателя установлены четыре контактных кольца К1, ..., К4, к которым через щётки подаются напряжения $+U_{рс}$ и $-U_{рс}$, а также $+U_{в}$ и $-U_{в}$. Эти кольца соединены электрически с четырьмя коллекторными пластинами П1, ..., П4. Длина дуги коллекторной пластины соответствует или полюсной дуге ротора (пластины П2 и П4, на них подаются напряжения $+U_{рс}$ и $-U_{рс}$), или ширине межполюсного промежутка (пластины П1 и П3, на них подаются $+U_{в}$ и $-U_{в}$). На щёткодержателе вдоль окружности коллектора через каждые 30 электрических градусов (в шести-фазном двигателе) установлено шесть щёток, с которых снимаются сигналы задания для всех шести источников тока. При вращении вала двигателя входная

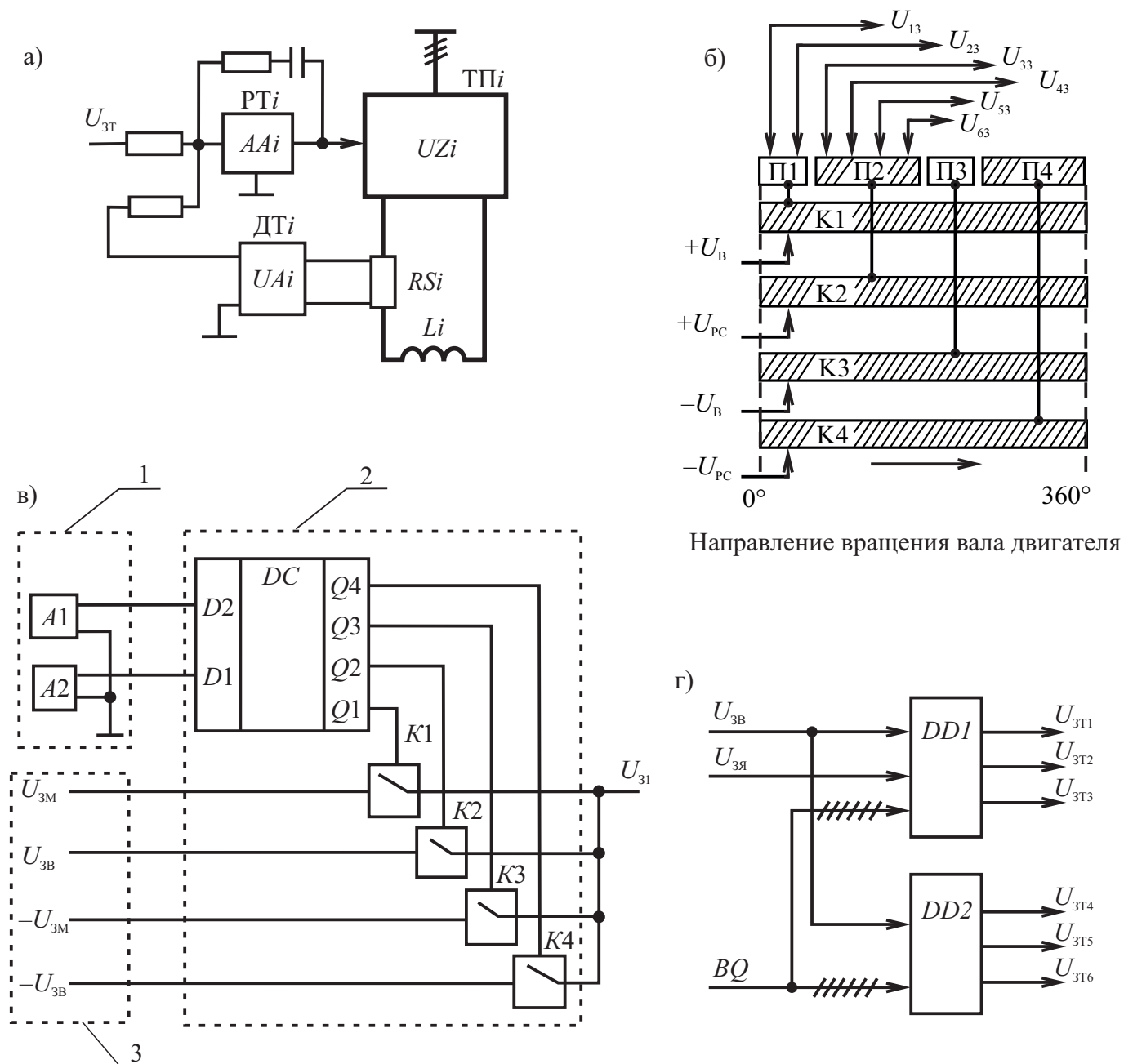


Рис. 5.7. Физическая модель мощных электроприводов с СРМНВ ($P_n > 2$ МВт): силовая часть (а), идея работы УФФТ (б); функциональная схема УФФТ на дискретных элементах (в); функциональная схема микропроцессорного УФФТ (г)

управляющая клемма источника тока каждой фазной обмотки статора подключается поочерёдно к соответствующему напряжению задания: $+U_{pc}$, $+U_B$, $-U_{pc}$ и $-U_B$ [35, 147].

В реальных условиях работают устройства формирования фазных токов (УФФТ), выполненные на базе дискретных логических элементов (см. рис. 5.7, в)

или на базе микропроцессорной системы управления [14], реализованной на микроконтроллерах серии Atmega. Отличительная особенность построения УФФТ (см. рис. 5.7, г), заключается в том, что требуемое быстроедействие системы управления может быть увеличено за счет разделения задач между несколькими контроллерами (на рис. 5.7, г – их два). Действительно, количество процессорных модулей DDi может быть увеличено до предельной величины, равной количеству фаз электропривода, при этом синхронизация отдельных микропроцессорных модулей между собой выполняется по датчику положения ротора BQ .

5.3.2. Особенности идентификации электропривода с СРМНВ частотными методами

В тех случаях, когда объект регулирования мало изучен, резко возрастает интерес к частотнотопологическим моделям разрабатываемых систем электропривода, особенно тогда, когда имеется аппаратура для определения экспериментальных частотных характеристик реальных объектов [70]. Актуальность частотных методов синтеза обосновывается не только их применением в научных исследованиях [107, 112, 149, 167], но и практической реализацией этого подхода к синтезу ряда электроприводов фирмами-производителями электротехнического оборудования, например, Siemens [197].

Идея похода к частотному анализу и синтезу систем регулирования электроприводов достаточно подробно изложена в [70]. Сначала обратимся к примеру исследования современных серийных регулируемых электроприводов переменного тока. Подробное описание выполнено в соавторстве и дано в [167]. Остановимся на некоторых принципиальных моментах.

Пробный синусоидальный сигнал $U_{вх}$ подавался на свободный вход РС через аналого-цифровой преобразователь АЦП. Наблюдаемые выходные сигналы переменных на структурных схемах электропривода (рис. 5.8, а) пронумерованы. Выходные сигналы регулятора РС, сигналов задания на токи $I_{wзад}$ и $I_{\mu зад}$, величины виртуальных токов I_w и I_{μ} измерялись прибором через цифро-аналоговый преобразователь ЦАП. Экспериментальные ЛЧХ последовательно включенных АЦП –

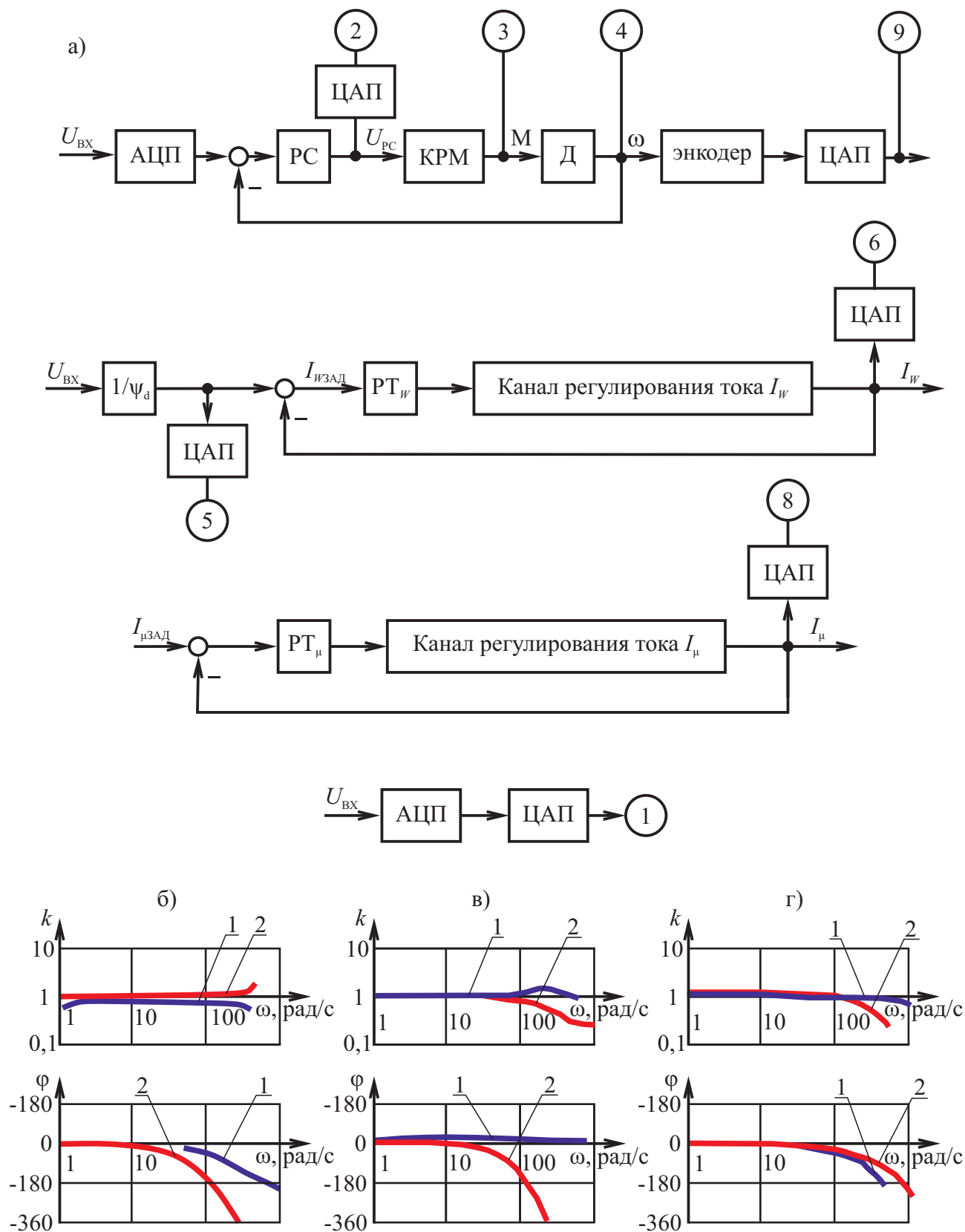


Рис 5.8. Частотные характеристики современных электроприводов переменного тока:

- а) структурные схемы, поясняющие методику измерения координат;
 б) ЛАЧХ "АЦП-ЦАП" для Simovert (1) и Unidrive (2);
 в) ЛАЧХ активной составляющей тока для Simovert (1), для Unidrive (2)
 г) ЛАЧХ КРМ для Simovert (1), для Unidrive (2)

ЦАП (рис. 5.8, а, 1) приведены на рис. 5.8, б. Они достаточно точно аппроксимируются последовательным соединением звена чистого запаздывания со временем запаздывания $\tau \approx 5$ мс и двумя апериодическими звеньями с постоянными времени $T \approx 2,5$ мс. ЛЧХ замкнутого контура регулирования тока I_w (канал $I_{w\text{зад}} - I_w$) имеет полосу равномерного пропускания частот (см. рис. 5.8, в, кривую 1), достигающую до $\omega \approx 1000$ рад/с. Однако, начиная с частоты $\omega \approx 200$ рад/с, наблюдается резкое и неограниченное снижение фазовой характеристики контура. Объяснено это наличием в измеряемом канале инерционных звеньев АЦП-ЦАП. Как правило, большинство фирм-производителей реализуют эти узлы с предельной частотой среза, не превышающей 100–200 рад/с.

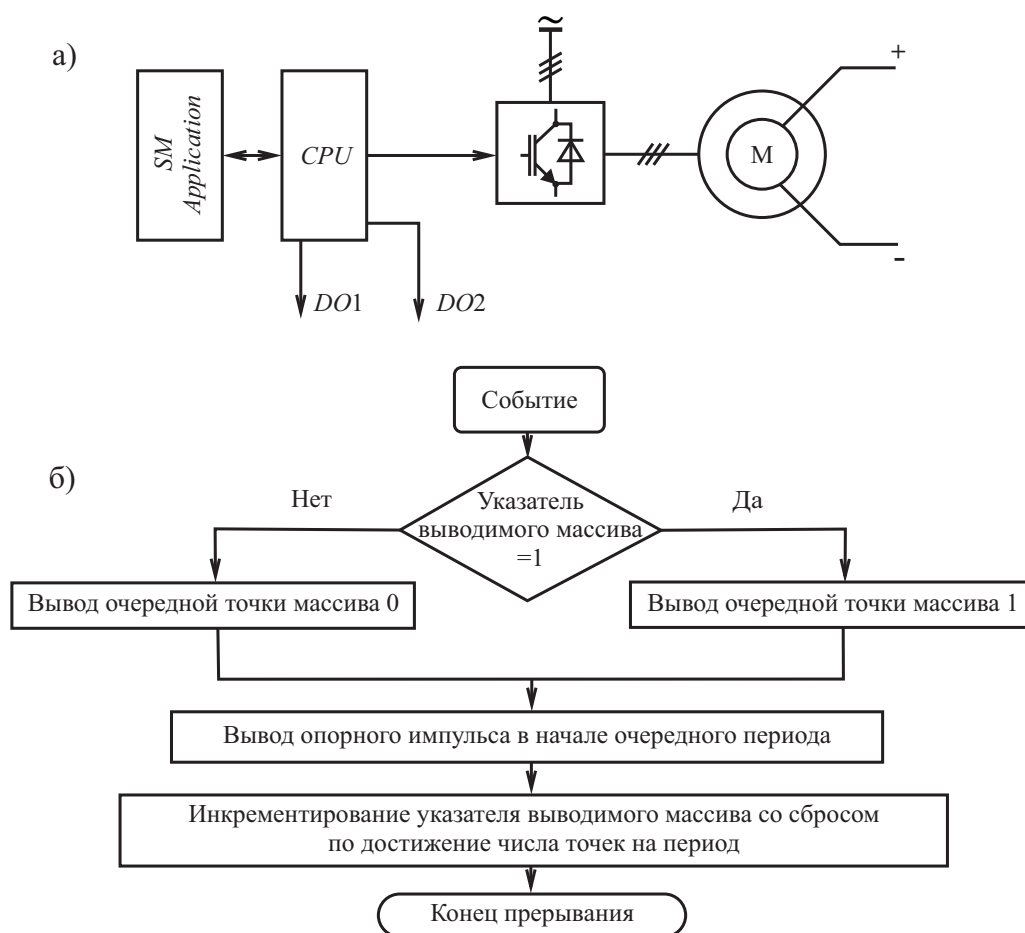


Рис. 5.9. Алгоритм частотной идентификации электроприводов переменного тока: функциональная схема объекта исследования (а); алгоритм формирования тестового сигнала задания (б)

Чтобы преодолеть указанную проблему, был разработан и реализован алгоритм, позволяющий регистрировать частотные характеристики электропривода, не включая в измерительный канал инерционные звенья АЦП-ЦАП [110].

Тестовый гармонический сигнал формировался непосредственно во встроенном микроконтроллере электропривода. Например, в частотнорегулируемом электроприводе Unidrive SP функция узла формирования тестового гармонического сигнала возлагалась на технологический контроллер SM Application, который связан по внутренней скоростной шине данных с главным процессором CPU электропривода (рис. 5.9). На рис. 5.9, а DO1, DO2 – быстродействующие цифровые выходы, на которых формируются сигналы в момент перехода тестового синусоидального сигнала через ноль от отрицательного значения к положительному.

В алгоритме по событию (см. рис. 5.9, б), определяемом по прерываниям таймера (частота тестового сигнала) в SM Application (см. рис. 5.9, а) происходит формирование тестового гармонического сигнала, который через быстродействующую шину подаётся в модуль CPU. В модуле CPU тестовый сигнал подаётся на вход объекта управления: контур регулирования скорости или контур регулирования момента. В традиционных схемах экспериментального определения частотных характеристик на измерительный осциллограф подаётся тестовый сигнал задания и измеряемая выходная переменная. В предложенном алгоритме на измерительный осциллограф подаётся логический сигнал с цифрового выхода DO1. Этот сигнал формируется в момент перехода через ноль тестового гармонического сигнала от отрицательного значения к положительному.

При изучении динамических систем удобно рассчитывать частотные характеристики в прикладных программных пакетах, например, Matlab Simulink. Но этот программный продукт не содержит стандартных средств, позволяющих получать частотные характеристики для объектов с двойной модуляцией управляющего сигнала. Поэтому была разработана и зарегистрирована программа расчета частотных характеристик [122]. На рис. 5.10 представлена идея снятия частотных характеристик произвольного звена А. Для этого на исследуемый динамический объект подается тестовый гармонический сигнал, частота которого изменяется в автоматическом режиме. Границы этой частоты задаются в начале исследования. В блоке Б выполняется синхронное детектирование измеряемой частотной характеристики частотной характеристики (получение

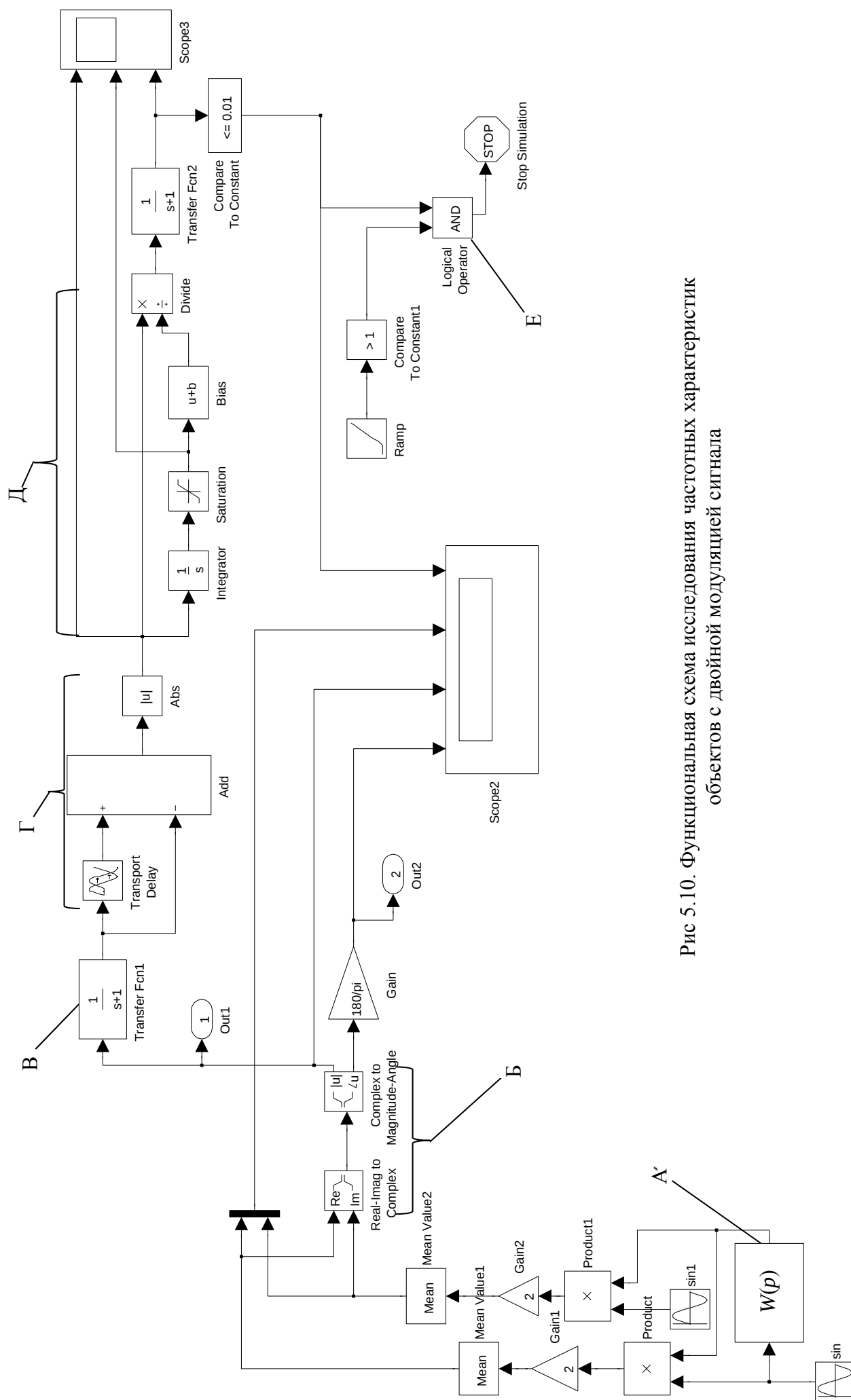


Рис 5.10. Функциональная схема исследования частотных характеристик объектов с двойной модуляцией сигнала

амплитуды и фазы выходного сигнала). Длительность измерения одной точки определяется блоками В, Г, Д, Е: в блоке В фильтруется мгновенное значение вычисленной компоненты частотной характеристики; в блоке Г оценивается значение переменной составляющей измеряемой частотной характеристики; блок Д реализует функцию масштабирования измеряемой характеристики по времени; в блоке Е задается допустимая точность вычислений. Предложенная структура успешно была использована при исследовании электроприводов, работающих в широком диапазоне регулирования скорости.

5.3.3. Частотные характеристики контуров регулирования фазных токов

Известно, что к контуру регулирования тока предъявляют повышенные требования по быстродействию. С одной стороны, контур регулирования тока является внутренним в системах подчиненного регулирования, а следовательно, от качества наладки этого контура будет зависеть качество настройки всей системы. С другой стороны, на контур регулирования тока накладываются требования по обеспечению ограничения технологических координат (например, усилий). В этом случае контур тока выполняет роль защитного устройства.

Достоверность настройки и наладки системы электропривода будем обеспечивать за счет применения частотных методов, которые были индивидуально адаптированы под решаемые задачи в рамках регулируемых электроприводов переменного тока.

На рис. 5.11 дана серия экспериментальных частотных характеристик контуров регулирования тока для разных схем силовых частей. Над каждой частотной характеристикой даны функциональные схемы, поясняющие условия измерения этих характеристик. Первая характеристика (рис. 5.11, а) вычислялась по каналу “ $U_{\text{вх}} - n$ ” для случая, когда структура размыкалась. Как и следовало ожидать, в рабочем диапазоне частот тестового сигнала амплитудная характеристики и идет с наклоном -1 .

На рис. 5.11, б даны экспериментальные 3 и расчетные 1, 2 частотные характеристики контура регулирования тока для случая питания обмоток двигателя от непосредственного преобразователя частоты. Так как несущая частота НПЧ для мостовой реверсивной схемы ограничена частотой 300 Гц, область замедленной дискретизации сигнала начинается с частоты 900 рад/с [155].

Наибольший интерес представляют экспериментальные частотные характеристики контуров регулирования фазных токов электропривода с СРМНВ, запитанного от транзисторных источников. Подробное описание условий проведения экспериментов и технические характеристики исследуемых источников питания представлены в [175]. На рис. 5.11, в даны результаты этих экспериментов. Кривые 1, 2, 3 измерялись при разных коэффициентах передачи регулятора тока КРТ. Во всех трех случаях предельная частота (частота, на которой фаза выходного сигнала превышает -180°) доходит до 3000 рад/с. Если ориентироваться на предельную граничную частоту, которую можно определить по рис. 2.10, то при несущей частоте 2 кГц она составляет порядка 5600 рад/с. В этой области частот полупроводниковый преобразователь может рассматриваться непрерывным устройством.

5.3.4. Частотные характеристики контура регулирования электромагнитного момента. Принятая математическая модель

Чтобы достоверно синтезировать систему управления электроприводом с СРМНВ, необходимо знать зависимость электромагнитного момента от якорной составляющей тока статора. С целью выявления этой зависимости определялись частотные характеристики электропривода на обобщенной математической модели. При этом частота среза контура регулирования тока для всех случаев принималась за базу, частотные характеристики строились в относительных единицах, а резонансный максимум электропривода вблизи частоты среза принимался равным от 1 до 5.

Для снятия частотных характеристик на вход обобщенной модели (рис. 2.20) электропривода, выполненной по схеме подчиненного регулирования с внутренним контуром косвенного регулирования момента и внешним контуром скорости

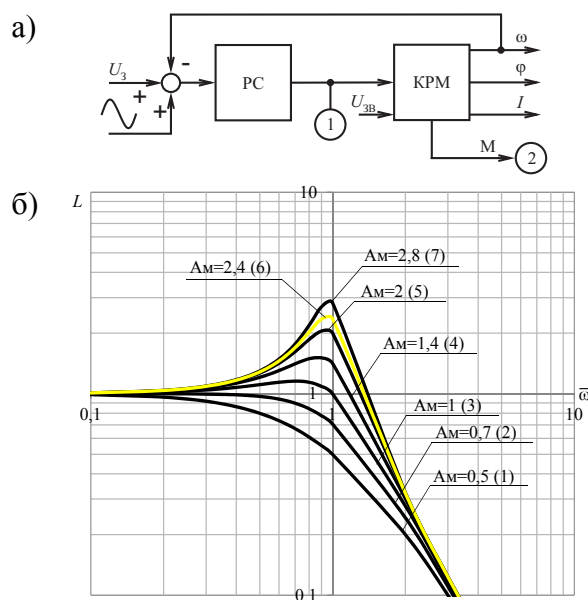


Рис. 5.12. Частотные характеристики контура регулирования момента: схема, поясняющая способ измерения (а); амплитудные частотные характеристики контуров регулирования тока и момента при разных коэффициентах демпфирования (б)

(рис. 5.12 а) подавался тестовый гармонический сигнал, а на выходе регистрировались сигналы момента и якорного тока. Алгоритм снятия частотных характеристик был реализован в виде программы, которая была зарегистрирована в Роспатенте [127].

Частотная характеристика контура регулирования момента строилась по каналу 1–2 (рис. 5.12, а). На рис. 5.12, б представлены логарифмические амплитудные частотные характеристики контуров регулирования

тока и момента. Анализ кривых показывал, что при малых значениях резонансного максимума (до $A_m < 1,5$) частотная характеристика контура регулирования момента полностью повторяет характеристику контура регулирования тока. При $A_m > 1,5$ из-за нелинейных искажений, вызванных пульсирующим характером электромагнитного момента, эти характеристики имеют разные значения резонансного максимума при равных коэффициентах демпфирования (на рис. 5.12, б кривые 6 и 7).

В табл. 5.1 представлены результаты статистической обработки результатов исследований. Рассматривалась гипотеза о равенстве средних значений для каждой точки частотных характеристик контуров регулирования тока 7 и электромагнитного момента 6 (см. рис. 5.12, б). Из табл. 5.1 для числа степеней свободы – 4 выборочное значение статистики $t=3,69$. Если сопоставить критическое значение квантиля Стьюдента 2,776 с расчетным значением статистики, то можно утверждать с вероятностью 0,95, что различия между кривыми 6, 7 являются статистически значимыми.

5.4. Синтез структур управления электроприводами с СРМНВ

Так как в электроприводе с СРМНВ и постоянного тока существует однозначная линейная связь между электромагнитным моментом и якорным током, то структуры управления могут строиться по схемам, аналогичным электроприводам постоянного тока. Формирование электромагнитного момента проще всего осуществляется в схеме подчиненного регулирования.

5.4.1. Системы управления с независимым возбуждением

На рис. 5.13, а приведён один из возможных вариантов функциональной схемы электропривода. Здесь статорные обмотки питаются от шести источников тока. Задание на ток якорных обмоток (напряжение $+U_{pc}$ и $-U_{pc}$) подаётся с выходов регулятора скорости РС (AR) и инвертора И1 (A2) через узел формирования фазных токов УФФТ. Элементарный принцип работы УФФТ рассмотрен в п.п. 5.3.1. Нерегулируемое задание на ток возбуждения (напряжения $+U_b$, $-U_b$) подаётся с выходов потенциометра RP1 и инвертора И2 (A3) [130, 147].

При подаче на вход задатчика интенсивности (ЗИ) (на схеме рис. 5.13 он не показан) напряжения $U_{вх}$ увеличивается напряжение на выходе ЗИ, затем – напряжение на выходе РС, а это вызывает появление заданий $+U_{pc}$ и $-U_{pc}$ на ток якоря. Напряжения $+U_{pc}$ и $-U_{pc}$ вызовут в источниках тока и якорных обмотках протекание соответствующих токов, в свою очередь эти токи взаимодействуют с полем возбуждения, так что двигатель М развивает момент, его ротор придёт во вращение.

Когда напряжение на выходе ЗИ сравняется с $U_{вх}$, его рост прекратится. Переходный же процесс нарастания скорости электропривода будет продолжаться, пока не сравняются между собой напряжения с выхода ЗИ n_z и сигнала с выхода датчика скорости n_{oc} . Как правило, функции датчика скорости BR и датчика положения BQ совмещаются в одном устройстве. Тогда напряжение на выходе РС упадёт или до нуля (это произойдёт в случае, если электропривод работает в режиме идеального холостого хода), или до значения U_{pc} , соответствующего моменту статической нагрузки на валу двигателя.

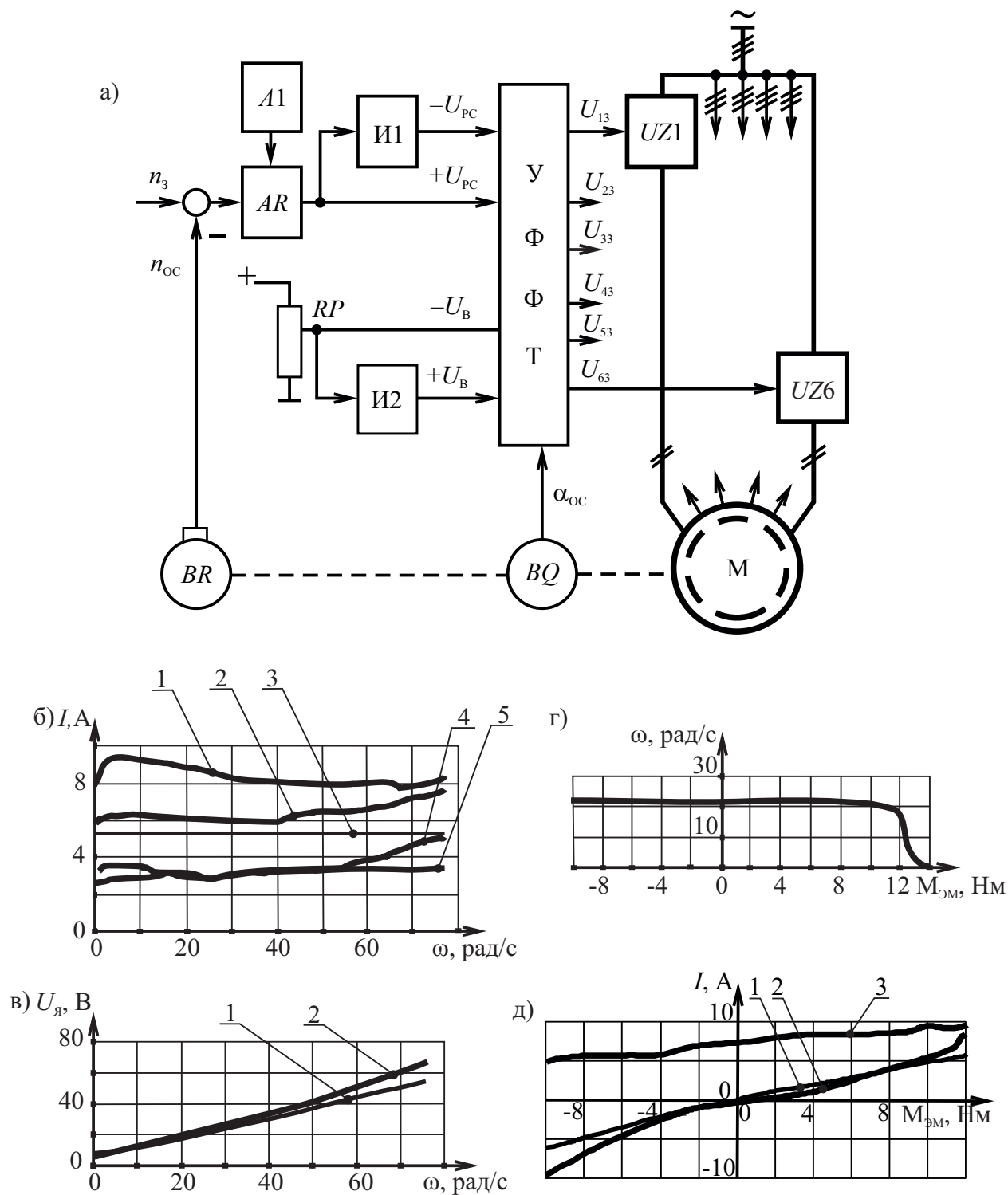


Рис. 5.13. Электропривод с СРМНВ с независимым управлением по возбуждению:
а) функциональная схема; б) зависимости реального значения тока возбуждения 1, экспериментального 4 и расчётного 5 значений тока якоря, экспериментального 2 и расчётного (3) тока фазы от скорости;
в) Расчётная 1 и экспериментальная 2 кривые напряжения на якорной обмотке в функции скорости; г) механическая характеристика электропривода ($n_3 = 22$ рад/с; $I_B = 7$);
д) Расчётная 1, экспериментальная 2 кривые тока якоря и ток возбуждения 3 в функции нагрузки на валу двигателя

При торможении электропривода работа протекает аналогично, только знак напряжения на выходе РС изменится на противоположный и, следовательно, изменяется последовательность заданий: $+U_{pc}, +U_b, -U_{pc}$ и $-U_b$ на $-U_{pc}, +U_b, +U_{pc}$ и $-U_b$, что приведёт к изменению последовательности токов статора, а следовательно, к изменению знака электромагнитного момента.

Техническая реализация предложенной схемы и условия проведения исследований подробно описаны в [35, 172]. Остановимся на обсуждении результатов исследований.

Расчетные кривые вычислялись на обобщенной математической модели (рис. 2.20) и по упрощенным методикам, описанным в [27, 76, 113].

Анализ регулировочных характеристик электропривода (рис. 5.13, б) показывает, что в диапазоне скоростей от 0 до 70 рад/с, ошибка между расчётными данными, полученными по упрощенной модели и экспериментальными значениями не превосходит 15 %. Экспериментальные и теоретические кривые, полученные на обобщенной математической модели, практически сливаются на рис. 5.13.

Механические характеристики (рис. 5.13, г) исследовались при изменении момента сопротивления на валу, который создавался электроприводом нагрузочной машины [35]. Анализ моментных кривых (зависимостей якорной составляющей тока статора от момента (рис. 5.13, д) показал, что расчетные значения тока по упрощенной модели (кривая 2) отличаются от экспериментальных в зоне перегрузок. Обусловлено это весьма приближенным учетом насыщения магнитной системы. Расчетные значения, полученные на обобщенной математической модели, практически сливаются с экспериментальными данными.

С учетом полученных результатов можно сформулировать следующие выводы. Схема с независимым возбуждением налаживается аналогично структуре электропривода постоянного тока с тем лишь отличием, что приходится выполнять настройку не одного, а f (по числу фаз) контуров регулирования тока. Во-вторых, результаты исследований показали область допустимого использования упрощенных математических моделей: при необходимости точного учета насыщения магнитной системы электропривода приходится применять обобщенную математическую модель системы (рис. 2.20).

5.4.2. Системы управления с последовательным возбуждением

В случае схемы электропривода с последовательным возбуждением ток возбуждения изменяется пропорционально абсолютной величине напряжения U_{pc} , для чего применён функциональный преобразователь (рис. 5.14, а, (1)), напряжение на выходе которого пропорционально модулю U_{pc} .

В зоне малых моментов нагрузки напряжение на выходе РС мало, следовательно, малы и напряжения задания на токи возбуждения $+U_v$ и $-U_v$, а значит, снижается значение тока возбуждения и связанные с ними потери в электроприводе.

В зоне же перегрузок увеличение сигнала U_{pc} приводит к увеличению задания на ток возбуждения. Рост тока возбуждения позволяет ослаблять или даже подавлять размагничивающее влияние поперечной реакции якоря, за счёт чего двигатель способен выдерживать кратковременные перегрузки по моменту (до 4 и более), существенно большие, чем в электроприводах асинхронных или постоянного тока.

Содержание экспериментальных исследований представлено в [27]. На рис. 5.14, б, в даны результаты экспериментальных и теоретических исследований. Установлено, что расчеты по упрощенной математической модели достаточно точно описывают поведение системы как в зоне номинальных нагрузок, так и при перегрузках электропривода. Обусловлено это тем, что при последовательном возбуждении размагничивающая реакция якоря компенсируется последовательной обмоткой возбуждения. Рассматриваемая схема может быть рекомендована для технологических объектов с существенными перегрузками по моменту.

5.4.3. Системы управления с двухзонным регулированием скорости

В схеме электропривода с двухзонным регулированием скорости (рис. 5.14, а, (2)) максимум выходного напряжения ограничен с помощью блока ограничения БО2 и соответствует номинальному току возбуждения двигателя.

При скорости вращения ниже основной, пока напряжение на выходе ДН ниже напряжения задания U_{zn} , регулятор РН находится в насыщенном состоянии,

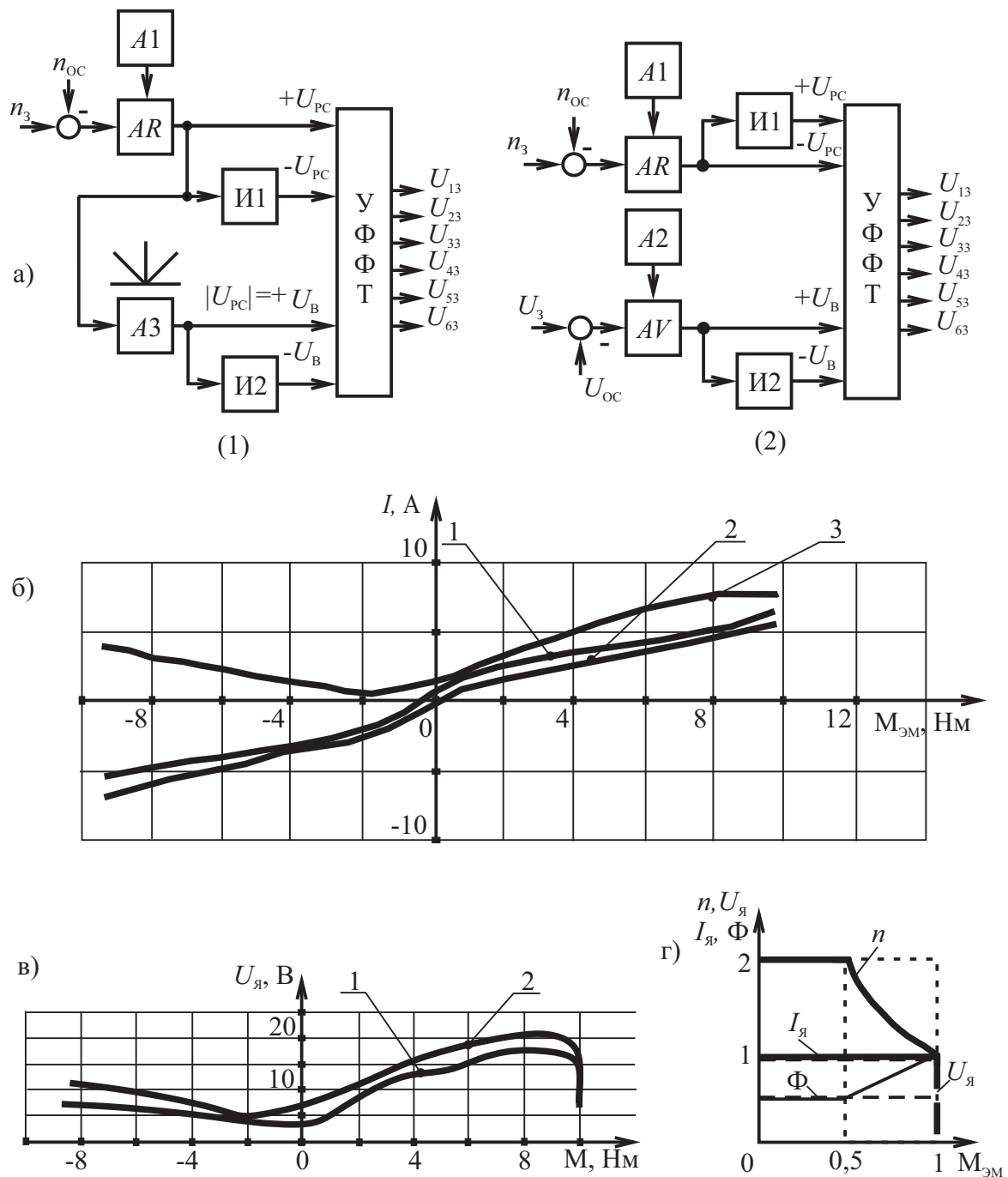


Рис. 5.14. Электропривод с СРМНВ с "последовательным возбуждением" и двухзонным регулированием скорости:

- а) функциональная схема с последовательным (1) и двухзонным регулированием (2);
- б) расчётная кривая фазного тока 1, экспериментальные якорный ток 2 и ток возбуждения 3 в схеме с последовательным возбуждением;
- в) расчётная 1 и экспериментальная 2 кривые якорного напряжения в схеме с последовательным возбуждением;
- г) идеальные кривые скорости, якорных напряжения и тока, потока в схеме с двухзонным регулированием скорости

благодаря чему ток возбуждения двигателя поддерживается постоянным, равным номинальному. Регулирование скорости вращения двигателя производится только за счёт изменения напряжения на якорной обмотке.

Когда напряжение на якоре двигателя увеличится до значения, соответствующего $U_{\text{зн}}$, регулятор РН уменьшает свой выходной сигнал, снижая тем самым и уставки $+U_{\text{в}}$ и $-U_{\text{в}}$. Поток в двигателе начинает ослабляться. Если использовать регулятор напряжения РН интегрального типа, то в установившихся режимах работы электропривода на скорости выше скорости холостого хода выходное напряжение на “якоре” будет соответствовать заданию $U_{\text{зн}}$.

Схема с двухзонным регулированием скорости может быть рекомендована для производственных механизмов, у которых работа электропривода на высоких скоростях происходит с уменьшенными значениями статической нагрузки. К таким механизмам относятся, например, продольно-строгальные станки, у которых во время обратного хода резца стружка с обрабатываемой детали не снимается, поэтому обратный ход целесообразно и возможно производить с повышенной скоростью. Далее, на реверсивных станах горячей прокатки последние пропуски прокатываемого слитка происходят с малыми величинами статического момента, длина же слитка в этих пропусках наибольшая. Это также способствует увеличению скорости привода.

Особенности работы электропривода в зоне ослабления поля будут рассмотрены ниже (п.п. 5.5.2, 6.2.2) при решении задачи расширения диапазона регулирования скорости.

5.4.4. Потери в электроприводах при разных законах регулирования

Работа современного регулируемого электропривода, как правило, происходит при переменной нагрузке и с разными законами регулирования момента и скорости. Это приводит к перераспределению составляющих потерь и требует их учёта, что наиболее актуально для технологических объектов, работающих в условиях перегрузок. В основу анализа положено наблюдение, которое заключается в том, что у двигателей, имеющих близкие значения КПД, характер изменения составляющих потерь также близок, хотя при этом абсолютные потери могут

отличаться весьма значительно. Этот факт дал возможность при изменении нагрузки представить изменение составляющих потерь в относительных единицах, взяв за базовое значение суммарные потери в электродвигателе в номинальном режиме. При этом внутри каждой серии электродвигателей абсолютные потери отличаются и весьма значительно. В [106, 201] соавторстве с научным коллективом были представлены исходные данные для анализа, а также результаты расчетов.

Установлено, что двигатели общепромышленного исполнения, имеющие номинальный КПД в пределах $\eta_n = 0,8 \dots 0,95$, независимо от типа (синхронные, асинхронные, постоянного тока, реактивные) при изменении момента нагрузки имеют практически совпадающий характер изменения относительных значений постоянных и переменных составляющих потерь.

При регулировании скорости и(или) момента в электроприводах с поддержанием постоянства магнитного потока двигателя обобщённая зависимость суммарных потерь в долях от их значения в номинальном режиме двигателя может быть описана уравнением [26, 106]:

$$\Delta P_{\Sigma} = 0,57 + 0,43 \cdot M^2.$$

а в электроприводах, где ток возбуждения изменяют пропорционально току якоря:

$$\Delta P_{\Sigma} = 0,1 + 0,9 \cdot M.$$

Когда момент нагрузки близок к номинальному значению или не отличается от него в ту или иную сторону более чем на 50 %, то, как это следует из сопоставления кривых на рис. 5.15, а, б, суммарные потери при обоих способах регулирования магнитного потока отличаются незначительно. Заметная выгода при работе с регулируемым магнитным потоком наблюдается в зоне малых нагрузок, когда момент нагрузки $M \leq 0,5 \cdot M_n$. Работу в зоне больших моментов при $M \geq 0,5 \cdot M_n$ также выгоднее выполнять при регулируемом магнитном потоке, но на практике это не всегда удаётся из-за возможного насыщения магнитной системы электродвигателя. Тогда приходится переходить на двухзонное регулирование скорости или момента.

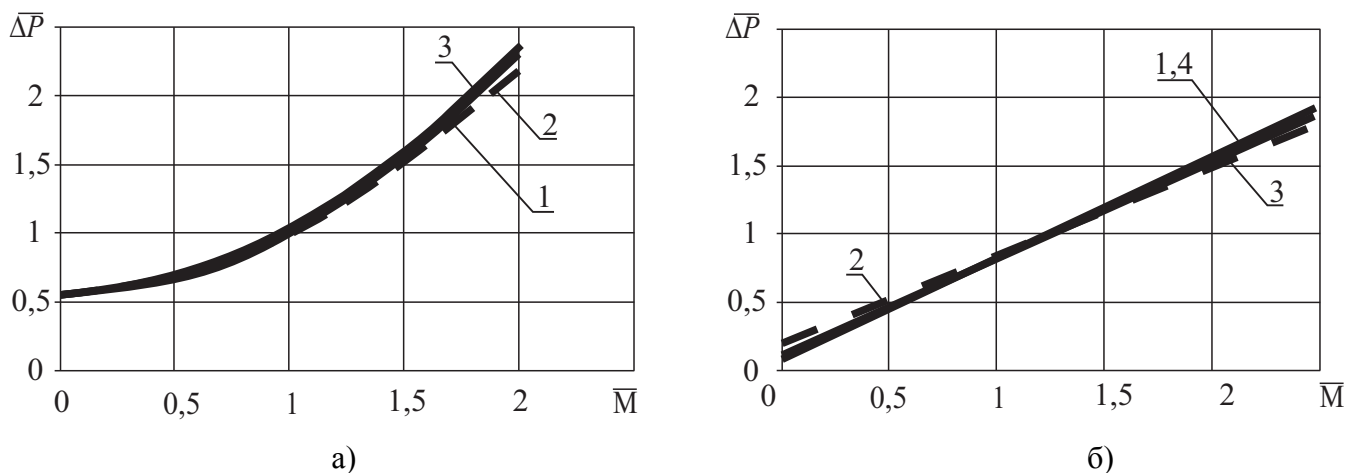


Рис. 5.15. Зависимость суммарных потерь от момента нагрузки в электроприводах:
а) постоянного тока при постоянном возбуждении (1); синхронных с активным ротором при постоянном магнитном потоке (2); асинхронных при постоянном магнитном потоке (3)
б) постоянного тока при последовательном возбуждении (1); синхронных с активным ротором при регулируемом возбуждении (2); асинхронном двигателе при постоянном скольжении (3); СРМНВ при регулируемом токе возбуждения (4)

5.5. Особенности работы электропривода с СРМНВ на повышенных угловых скоростях

В типовых электроприводах постоянного тока между током якоря двигателя и его моментом существует прямая зависимость, что упрощает настройку внутреннего контура. В то же время в электроприводах переменного тока такой явной зависимости нет. Ниже дана краткая аннотация результатов теоретических и экспериментальных исследований динамических свойств канала регулирования электромагнитного момента в частотнорегулируемых электроприводах и в электроприводе с СРМНВ. Более подробно результаты представлены в [149].

5.5.1. Структурная схема канала регулирования момента

Структурная схема показывает последовательные математические операции, которые описывают процесс передачи сигнала через звенья одной фазы статора синхронного двигателя. На схеме УФФТ – узел формирования фазных токов, КРТ – контур регулирования фазного тока статора, СД – синхронный двигатель, – соединены последовательно (рис. 5.16, а).

Составляющая электромагнитного момента электродвигателя M_i , показана в виде результата демодуляции (вторичного умножения) тока i на синусоидальную

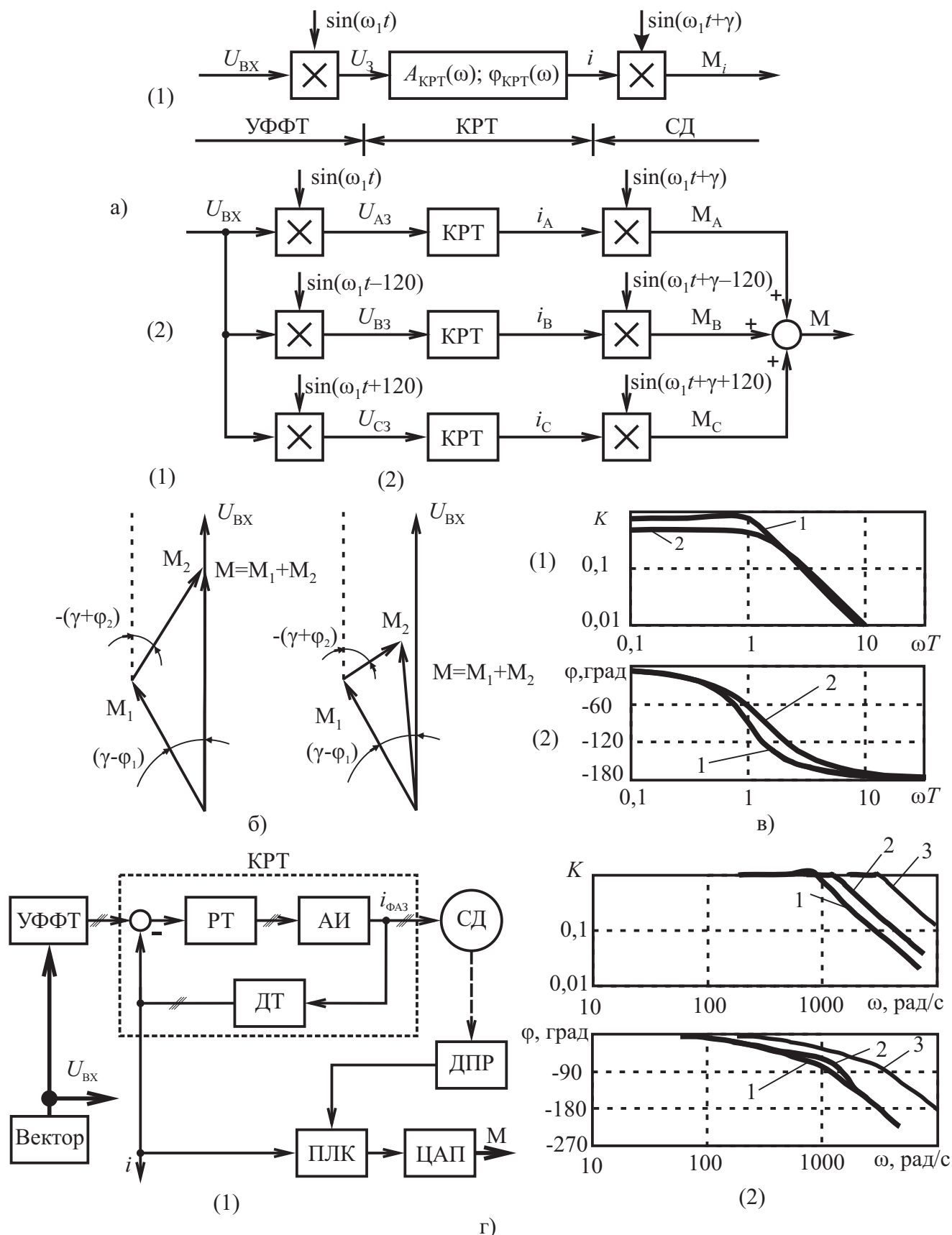


Рис. 5.16. а) Схема прохождения сигнала U_{BX} через однофазный (1) и трехфазный (2) каналы регулирования момента; б) Сложение составляющих момента в синхронном электроприводе при: (1) $\omega_1 \ll \omega T$; (2) при $\omega_1 \approx \omega T$; в) Амплитудные (1) и фазовые (2) ЛЧХ КРТ и КРМ при $\omega_1 = 0$ (кривые 1) и КРМ при $\omega_1 \approx \omega T$ (кривые 2); г) Функциональная схема опыта (1) и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ (2): 1 – КРМ СД; 2 – КРТ СД; 3 – КРТ СРДНВ

величину с такой же частотой, как и в УФФТ, но при этом сигнал сдвинут по фазе на угол γ :

$$M_i = L_M \cdot L_P \cdot i \cdot \sin(\omega_1 t + \gamma).$$

В данном уравнении L_M – максимальное значение коэффициента взаимной индуктивности между обмотками ротора и фазы статора; I_P – ток ротора синхронного двигателя, γ – угол сдвига между синусоидальными величинами, которые подаются на входы звеньев УФФТ и СД.

В сумматоре на выходе данной системы две тройки синусоид, сдвинутых между собой на 120 градусов, взаимно уравниваются, и поэтому на вал двигателя не проходят, следовательно, в выражении для расчета электромагнитного момента присутствуют только две утроенные гармоники основной частоты ω . Амплитуда этих гармоник и величина фазового сдвига определена значениями частотных характеристик звена КРТ на боковых частотах $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$:

$$\begin{aligned} M &= M_A + M_B + M_C = M_1(\omega - \omega_1) + M_2(\omega + \omega_1) = \\ &= 0,75U_M \cdot L_M \cdot I_P \cdot A_{\text{КРТ}}(\omega - \omega_1)\sin[\omega t + \gamma - \varphi(\omega - \omega_1)] + \\ &+ 0,75U_M \cdot L_M \cdot I_P \cdot A_{\text{КРТ}}(\omega + \omega_1)\sin[\omega t - \gamma - \varphi(\omega + \omega_1)] \quad (5.1) \end{aligned}$$

Анализ выражения (5.1) показал, что когда необходимо учитывать ограниченную полосу пропускания частот КРТ, а $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$ имеют довольно существенные различия, слагаемые M_1 и M_2 (рис. 5.16, б) изменяются по-разному в функции ω . Наиболее значительно эта разница видна в районе частоты среза КРТ ω_T . Тогда при частоте напряжения на статоре, близкой частоте среза КРТ, когда $\omega_1 \approx \omega_T$, разность частот $(\omega - \omega_1)$ находится в рабочей полосе пропускания частот КРТ, а там вектор M_1 почти не изменяется. Другая же боковая частота $(\omega + \omega_1)$ выходит за правую границу равномерного пропускания частот, а там амплитуда вектора M_2 становится значительно меньше. В результате оказывается $|M_1| > |M_2|$, следовательно, величина и направление результирующего вектора $M = M_1 + M_2$ в большей мере определено вектором M_1 , который почти не изменяется. На результирующей амплитудной ЛЧХ можно заметить определенное расширение полосы равномерного пропускания частот, а фазовая ЛЧХ КРМ будет проходить выше, чем фазовая ЛЧХ КРТ.

Описанное явление проявляется тем больше, чем ближе величина ω_1 и, следовательно, угловая скорость двигателя, к частоте среза ω_T КРТ.

В граничных случаях, при $\omega \approx 0$ или $\omega \approx \infty$, ЛЧХ КРТ и КРМ совпадают. В районе же средних частот, когда ω_1 и ω_T довольно близки, эти характеристики отличаются, а для их вычисления следует пользоваться выражением (5.1).

5.5.2. Расчетные и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ

Расчет выполнялся для контура регулирования момента, при этом КРТ фаз статора аппроксимировался колебательным звеном второго порядка, передаточная функция которого

$$W_{\text{КРТ}}(p) = \frac{1}{(1 + 2\xi Tp + T^2 p^2)}.$$

Расчетные ЛЧХ, которые соответствуют приведенной передаточной функции, получаются заменой $p = j\omega$ и представляются в функции безразмерной величины ωT . Амплитудные ЛЧХ КРТ и КРМ приведены в относительных единицах. В качестве базовых значений амплитуды тока и момента берутся их значения при $\omega_1 = 0$ и $\omega = 0$. Коэффициент демпфирования принимался равным $\zeta = 0,5$, т.е. соответствующим стандартной настройке замкнутого КРТ с относительной частотой среза $\omega_T = 1$ и запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi \approx 50^\circ$ (рис. 5.16, б).

Расчетные ЛЧХ КРТ и КРМ при $\omega_1 = 0$ совпадают и соответствуют модели преобразования фазных токов i_A, i_B, i_C в момент M .

При увеличенных значениях ω_1 , т.е. при угловой скорости электропривода, приближенной к частоте среза (то есть $\omega_1 \approx \omega_T$), ЛЧХ КРМ изменяет свой вид: её амплитуда снижается, но фазовая ЛЧХ на протяжении примерно декады проходит на 40–50 градусов выше, это объясняется доминирующим влиянием первого слагаемого в выражении (5.1). На ЛЧХ КРМ при $\omega_1 > \omega_T$ увеличенный подъем фазы по сравнению с фазовой ЛЧХ КРТ сохраняется и немного увеличивается. Но чтобы получить равномерное усиление КРТ на участке крутого падения амплитуды, необходимо обеспечить неоправданно большие форсировки напряжения источников питания статора, поэтому практический эффект из данного обстоятельства не удастся извлечь.

Экспериментально определенные ЛЧХ КРТ и КРМ, полученные в схеме (см. рис. 5.16, г) с П-регулятором тока и при коэффициенте усиления разомкнутого КРТ $K_{\text{КРТ}} = 5$, имеют довольно большую, до $(2-4) \cdot 10^3$ рад/с полосу равномерного пропускания частот. Это дает возможность почти полностью ослабить влияние перекрестных связей на характер протекающих процессов, которые вызваны имеющимися взаимными индуктивностями обмоток статора. Экспериментально показана обоснованность аппроксимации замкнутого КРТ фазы статора колебательным звеном второго порядка в диапазоне частот до $(2-4) \cdot 10^3$ рад/с. Из-за наличия определенной инерции в цифровых преобразованиях, которые осуществляются в ПЛК (программируемом логическом контроллере ЦАП (цифро-аналоговом преобразователе), КРМ в сравнении с КРТ имеет меньшую полосу равномерного пропускания частот.

Вывод. При частотном анализе динамических свойств регулируемых электроприводов переменного тока с синхронными двигателями удобно рассматривать КРМ как линейную систему с амплитудной модуляцией. При ограниченной полосе пропускания частот КРТ на больших скоростях происходит изменение взаимного положения векторов потокоцепления статора и ротора. В систему управления необходимо вводить корректирующий сигнал на величину скоростной ошибки (см. п. 6.3.2)

В электроприводах с СРМНВ при увеличении скорости вращения форма фазного тока искажается, превращаясь из прямоугольной в треугольную. На критической частоте, полученной в ходе выполнения научно-исследовательской работы [172]:

$$f = p \frac{0,63}{T_{\text{ср}}} 2\pi$$

электромагнитный момент при той же величине тока снижается в такой же пропорции (приближенно), что и в случае, описанном в п. 1.7.

котором третье состояние – ноль-вектор; модель электропривода; таблицу переключений. В схеме присутствует датчик положения ротора BQ , который заводится непосредственно в математическую модель. Все вышеперечисленные узлы, кроме датчика положения BQ , присутствуют в асинхронных электроприводах. Реализация основных узлов DTC-управления в электроприводе с СРМНВ практически не отличается от соответствующих элементов для асинхронного электропривода и представлена в [175]. В электроприводе с СРМНВ датчик положения ротора необходим для ограничения предельных значений угла расхождения между пространственными составляющими результирующего вектора магнитного потока.

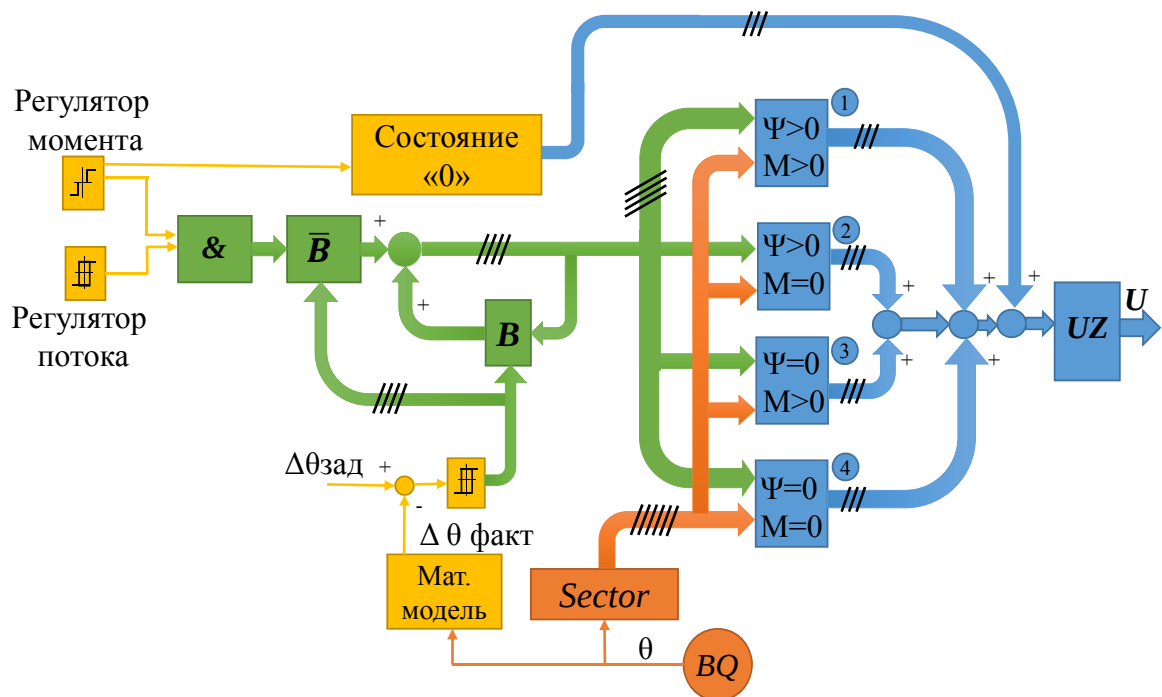


Рис. 5.18. Особенности DTC-управления электроприводом с СРМНВ

Рассмотрим особенности взаимодействия узлов системы управления (регуляторов, таблицы переключений, модели СРМНВ и датчика BQ). На рис. 5.18 представлена матричная структура управления, реализующая релейно-векторный принцип регулирования.

Таблица переключений, реализована на блоках 1, 2,...,4 и модуле Sector (рис. 5.18). Условия срабатывания каждого из модулей (1–4) дано в соответствующем блоке. Состояние “0” диктуется модулем “Состояние 0” по условию, формируемому на выходе регулятора момента и оно имеет наивысший приоритет: в

этом режиме блокируются сигналы с выхода $\&$, при этом на выходе преобразователя частоты формируется одно из двух нулевых состояний вектора напряжения U . Если, при работающем электроприводе сигнал рассогласования между векторами потокосцепления статора и ротора не превышает допустимый предел $\Delta\theta_{\text{Зад}}$, то элементы матрицы столбца B (размером 1×4) формируют сигналы ноль, и элементы матрицы $\bar{B}$ – ноль. По сигналам с выходов регуляторов момента и потока происходит переключение вектора ключей инвертора и выполняется поворот вектора напряжения U . Если сигнал рассогласования $\Delta\theta_{\text{факт}}$ превысил предельное значение $\Delta\theta_{\text{Зад}}$, сигнал с выходов регуляторов блокируется и на выходе за счет сигнала обратной связи с матрицы B сохраняется предыдущее состояние электропривода, когда вектор потокосцепления статора становится “неподвижным”. Как только сигнал рассогласования войдет в допустимый предел, схема начинает работать в своем обычном режиме.

5.7.2. Результаты теоретических и экспериментальных исследований на математических моделях и физическом макете электропривода

На основании теоретических и экспериментальных исследований была дана оценка динамических показателей электропривода с СРМНВ при DTC-управлении. Наиболее полно объем исследований проводился на модели.

В качестве исследовательской ситуации рассматривалась зависимость быстрогодействия электропривода с реактивными машинами, в которых варьировались параметры отношения L_d/L_q . Это сравнение наиболее актуально для электроприводов с СРМНВ, в которых это отношение не превышает 2 [172].

Параметры электропривода с СРМНВ оценивались по данным обобщенной математической модели (см. рис. 2.20) в специально составленной для этих целей программе [124]. В процессе моделирования исследовалась зависимость времени переходного процесса в контуре регулирования электромагнитного момента, при этом изменялись параметры x_d/x_q и на вход системы управления подавались разные значения заданий амплитуды вектора потокосцепления статора $\psi_{\text{Зад}}$. На рис. 5.19 показана поверхность – зависимость времени переходного процесса от параметров машины и заданного значения вектора потокосцепления статора.

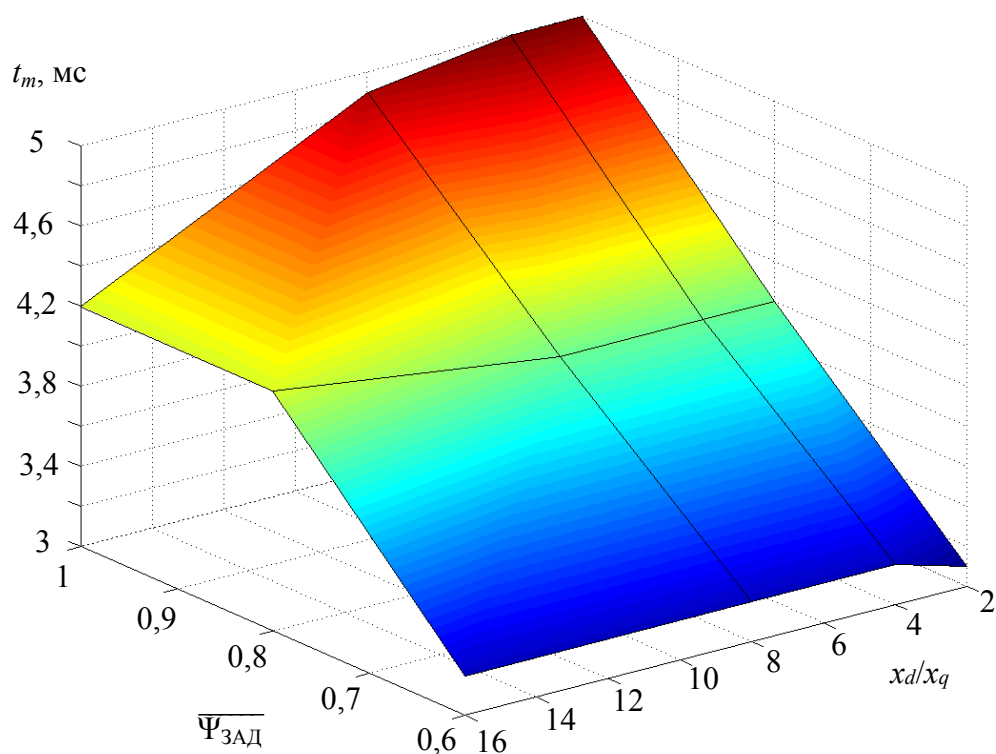


Рис. 5.19. Динамические характеристики электропривода с СРМНВ при DTC управлении

Анализ этих кривых показал, что время переходного процесса контура регулирования момента незначительно изменяется от отношения параметров машины при полном потоке, практически не изменяется при уставке задания потока 0,5. Следовательно, изменение параметров реактивной машины слабо сказывается на ее динамических показателях при реализации релейно-векторных законов управления.

Аналогичные исследования были проведены для лабораторного макета синхронного реактивного электропривода, реализованного компанией АВВ [183, 193, 199]. По понятным причинам исследование проводилось только для одного значения отношения x_d/x_q . Результаты экспериментальных и теоретических исследований дали удовлетворительное совпадение.

Выводы по главе 5

1. С позиций системного подхода предложены и обоснованы алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие режимы работы с предельными возможностями по перегрузкам и быстродействию. При этом поскольку

число степеней свободы управляющих воздействий в многомерной системе управления электроприводом с СРМНВ увеличено, оказывается целесообразным отказаться от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока

2. В электроприводе с СРМНВ контуры регулирования фазных токов выполняют роль внутренних корректирующих устройств и тем самым резко подавляют влияние межфазных перекрестных связей. Поэтому в диапазоне частот тестового сигнала от 0 до 1000 рад/с контур регулирования тока правомерно считать безынерционным. В идеальном электроприводе с СРМНВ за счет многофазности линейную плотность тока можно задать вдоль расточки статора любой формы. Данное обстоятельство используется как еще одна дополнительная степень свободы, которая позволяет более эффективно формировать управляющие воздействия в зоне перегрузок.

3. Когда частотная характеристика контура регулирования тока носит монотонный характер или высота резонансного максимума $A_m < 1,5$, то частотные характеристики контуров регулирования момента (КРМ) и фазного тока (КРТ) повторяют друг друга и могут быть представлены линейными звеньями, как в электроприводе постоянного тока. При чрезмерном увеличении частоты среза КРТ неизбежно увеличивается и его резонансный максимум. При $A_m > 1,5$ из-за нелинейных искажений, вызванных пульсирующим характером момента с частотой, кратной угловой скорости вращения двигателя, характеристики КРМ и КРТ имеют разные значения резонансного максимума при равных коэффициентах демпфирования. В этом случае необходимо пользоваться обобщенной математической моделью электропривода.

4. В электроприводах с СРМНВ, выполняемых по критерию минимальных затрат на компоненты электропривода, выгодно иметь стандартные трехфазные схемы силовых цепей с импульсно-векторной системой регулирования, более известной, как ДТС-управление. Установлено, что усложнение геометрии ротора двигателя не дает заметного увеличения быстродействия КРМ.

6. ПРИМЕРЫ РЕАЛИЗАЦИЙ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СРМНВ НА РЕАЛЬНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМАХ

6.1. Оптимальная траектория движения электропривода, реализующего предельные характеристики

6.1.1. Общий случай движения электропривода для механизмов, реализующих предельные характеристики

Как правило, электропривод, работающий в экстремальных режимах, выходит на предельные границы регулируемых переменных звеньев механо- и электрооборудования (M , I). В этих случаях бывает очень важно раздвинуть область существования этих регулируемых переменных, чтобы обеспечить заданную ***производительность, точность, экономичность*** и другие показатели качества движения рабочего органа.

К указанным механизмам можно отнести не только электроприводы, работающие на предельных характеристиках с технической точки зрения, но и технологические объекты, в которых не требуется реализация предельных технических характеристик, а электропривод реализуется по критерию минимальных затрат на электропривод. Например, электроприводы общепромышленных механизмов с вентиляторным характером нагрузки. К этим электроприводам предъявляются весьма умеренные требования по регулировочным показателям, но в силу большой доли присутствия на рынке (более 60% [53]) конкурентные преимущества предлагаемого электропривода могут быть реализованы при минимальной стоимости электротехнического оборудования.

С учетом сказанного далее будем вести речь о следующих технологических объектах, в которых средствами электропривода реализуются предельные режимы (в том числе по экономическому критерию) работы: следящие механизмы объектов металлургического производства (строятся по критерию минимума времени позиционирования); тяговые механизмы (строятся по критерию минимальных массогабаритных показателей); электроприводы насосов и вентиляторов (строятся по критерию минимума капитальных затрат на электропривод).

Для решения поставленной задачи можно воспользоваться идеей, предложенной проф. Каганом В.Г. в [54] при реализации электроприводов с предельным быстродействием. Эти решения реализовывались в рамках электроприводов на базе двигателей постоянного тока нетрадиционных конструкций.

В электроприводах реальных производственных механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации, оптимальная траектория движения “сшивается” из отдельных отрезков, которые складываются из нескольких фазовых траекторий с различным набором целевых функций.

Этот подход можно обобщить не только на электроприводы, которые постоянно “двигаются” по фазовым траекториям (следящие электроприводы, работающие в частых пуско-тормозных режимах), но и на механизмы, которые работают в конкретных точках на границе фазовой траектории (тяговые механизмы).

6.1.2. Формализованный метод поиска оптимальных процессов в электроприводах с предельными режимами работы

При решении поставленной задачи функционал качества может быть представлен в виде:

$$f = \min_{x \in X_{\text{доп}}} [\min_{x' \in X'_{\text{доп}}} \dots [\min_{\Pi \in \Pi_{\text{доп}}} f(x, x', \Pi)] \dots] = \\ = \min_{x \in X_{\text{доп}}} f_1(x, x') + \min_{x' \in X'_{\text{доп}}} f_2(x', x_0, \Pi_0) + \min_{\Pi \in \Pi_{\text{доп}}} f_n(x, x'),$$

где f – обобщенная целевая функция; $f_1, f_2, \dots, f_n$ – целевые функции на отдельных отрезках траекторий движения; $\mathbf{X}=(x, x', \Pi)$ – вектор решений, содержащий как функциональные зависимости (x, x' – фазовые переменные), так и конструктивные или функциональные решения (Π).

Предлагаемая задача является тривиальной, если она содержит только переменные состояния системы управления. Задача резко усложняется, если к переменным параметрам оптимизации добавить схмотехнические решения, которые формализованным математическим процедурам поиска экстремума не поддаются.

Подход к синтезу иллюстрируется фазовыми траекториями движения (рис. 6.1).

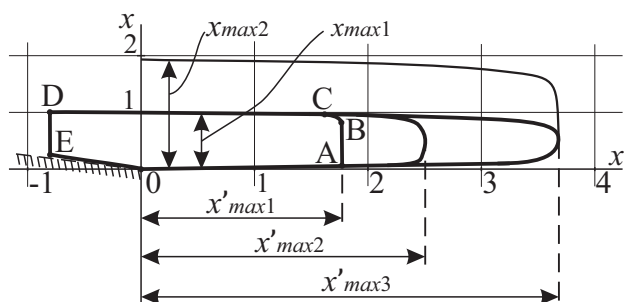


Рис. 6.1. Фазовые траектории движения электротехнического комплекса

Наиболее актуальными являются отрезки $0A$, AB , CD , DE , $E0$. Как правило, они реализуются с наибольшими трудностями из-за ограниченных предельных возможностей силового электрооборудования (по скорости, по моменту и др.).

В следящих электроприводах отдельные участки соответствуют: $0A$ – переходному процессу в контуре косвенного регулирования момента; AB – работе электропривода в режим разгона; точка C – позиционированию рабочего органа с постоянной, равной максимальной скорости рабочего органа; CD – генераторному режиму работы электропривода; $E0$ – работе контура регулирования положения. Спроектированный электропривод, позиционирующий рабочий орган, должен выполнять задачу за минимально возможное время.

В тяговых механизмах участки соответствуют: CA – работе электропривода на упор (например, преодолению препятствия); CD – работе электропривода в транспортном режиме при перемещении по грунтовой дороге. Спроектированный электропривод, работая на участках фазовой траектории, должен иметь минимальный вес.

В общепромышленных механизмах насосов и вентиляторов, как правило, это – только номинальная точка C , но при этом электропривод должен быть конкурентоспособным на рынке.

6.2. Электроприводы станов ХПТ

В первой главе представлены обобщенные технические требования к механизмам подачи станов холодной прокатки труб (см. табл. 1.2). В диссертации

Остроухова В.В.[87] была предложена обобщенная математическая модель привода подачи, дан большой объем экспериментальных исследований. Технические мероприятия, направленные на повышение быстродействия электропривода, значительных результатов не дали. Предельное быстродействие в контуре регулирования положения не превышало 0,3 с (см. рис. 6.2, кривые 1, 2, 3). Между тем, если воспользоваться методикой, изложенной в п.п. 6.1.2, и применить ее для электроприводов с СРМНВ, то можно получить высокие результаты.

6.2.1. Участки оптимальных траекторий движения привода подачи

На рис. 6.2 представлены осциллограммы переходных процессов до модернизации электропривода стана ХПТ450 (кривые 1, 2, 3). В общем случае работы позиционного электропривода в [147] предлагается весь интервал позиционирования разделить на семь участков. В каждом конкретном случае количество этих участков будет определяться долей этого участка в общем цикле работы, поэтому некоторые участки могут сливаться. Для обоснования выбора количества участков был проведен статистический анализ осциллограмм переходных процессов в электроприводе стана холодной прокатки труб ОАО ЧТПЗ. Из генеральной совокупности осциллограмм была произведена случайная выборка из 10 случаев. Временной интервал каждой из осциллограмм был разделен на семь участков, для каждого из которых вычислялась доля участка в общей продолжительности переходного процесса, стандартное отклонение и функция χ^2 . Результаты расчетов представлены в табл. 6.1. По результатам статистического исследования построена гистограмма (рис. 6.2, б), отражающая долю в % продолжительности каждого из участков. Полученные значения могут рассматриваться как достоверные с вероятностью 0,95.

Анализ гистограмм переходных процессов электропривода (см. рис. 6.2, б) показал, что наиболее значимыми являются 5 участков, поэтому весь временной интервал позиционирования рабочего органа (от 0 до 0,35 с) был приближенно разделён на ряд участков: 1 – участок нарастания тока якоря (см. рис. 6.2, а, кривая 1) от 0 до 0,125 с; 2 – участок разгона электропривода с максимальным

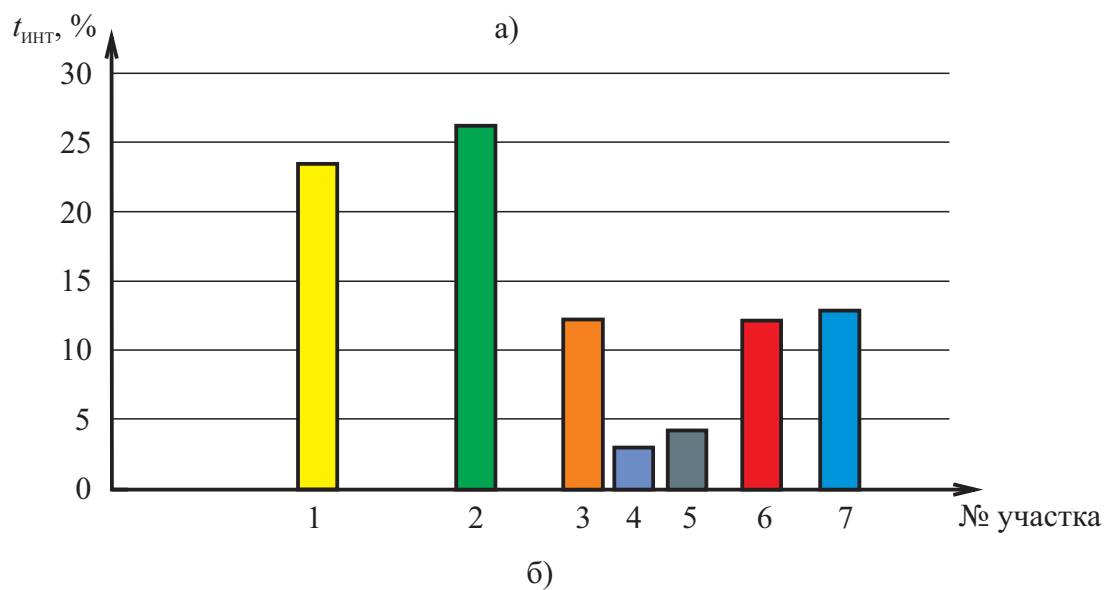
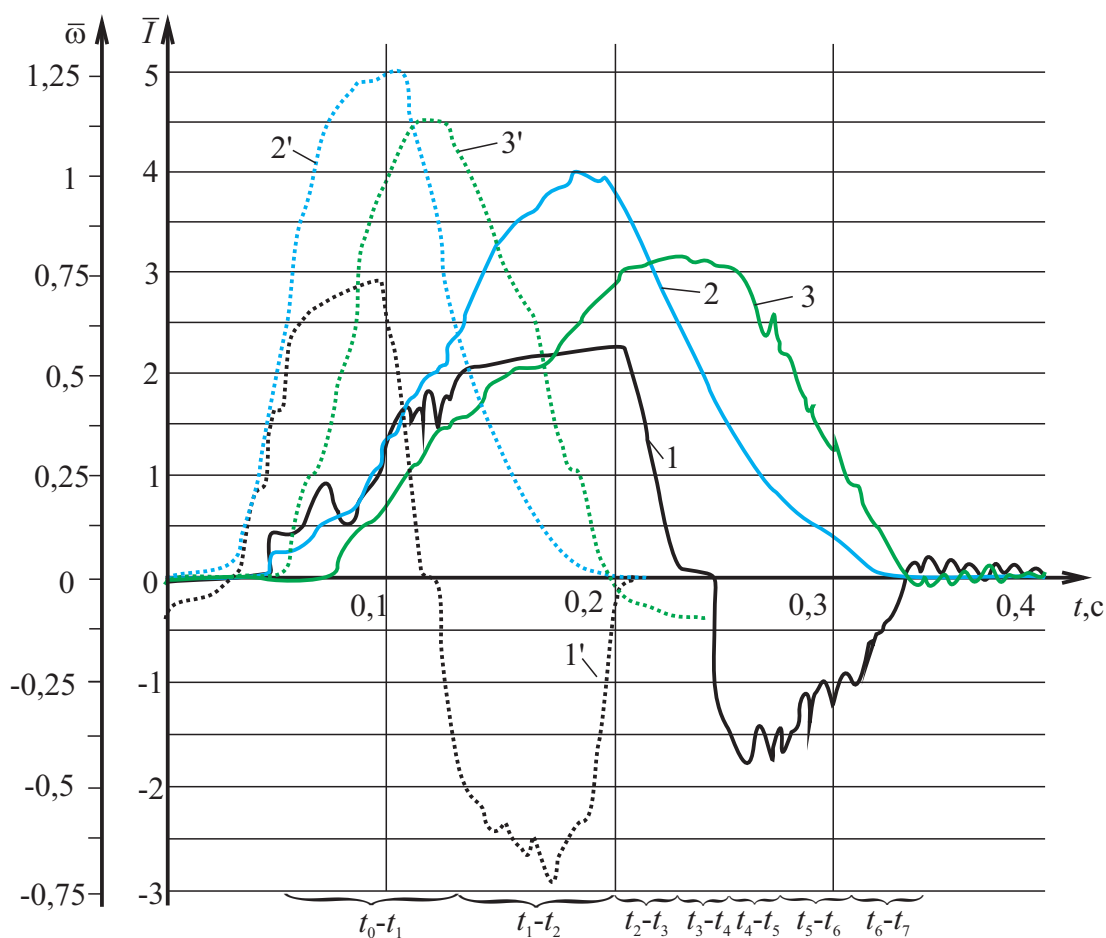


Рис. 6.2. Кривые переходных процессов станов холодной прокатки труб (а): 1 – ток якоря; 2 – задание на скорость; 3-текущая скорость и гистограммы нагрузок электропривода на разных участках (б)

ускорением от 0,125 до 0,2 с, когда регуляторы положения и скорости находятся в насыщении; 3 – участок работы электропривода с постоянной скоростью от 0,2 до 0,25 с (см. кривую 3), когда регулятор скорости выходит из насыщения;

4 – участок работы электропривода в генераторном режиме от 0,25 до 0,3 с;

5 – участок от 0,3 до 0,35 с, когда регулятор положения выходит из насыщения.

Таблица 6.1

Статистическая обработка данных о нагрузках
электропривода подачи стана ХПТ

№	Длительность интервала, %						
	t_0-t_1	t_1-t_2	t_3-t_2	t_4-t_3	t_5-t_4	t_6-t_5	t_7-t_6
1	14,2	10,5	5,2	1,7	2,2	6,5	6,5
2	15,6	12,8	5,4	2,2	2,6	7,2	8,2
3	18,4	14,2	9,8	2,6	3,7	7,9	8,9
...	...	...	...	...	...	...	...
10	32,9	42,1	19,4	4,4	6,4	18,4	19,4
$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^f x_i \cdot n_i}{n}$	23,55	26,3	12,3	3,05	4,3	12,21	12,95
$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^f n_i \cdot (x_i - \bar{x})^2}{n}}$	3,14	5,15	2,44	0,63	0,87	1,96	2,24
$\chi^2 = \sum_{i=1}^m \frac{(n_i - n_i^T)^2}{n_i^T}$	0,24	0,33	0,15	0,1	0,01	0,02	0,13

Воспользуемся методикой п. 6.1.2 и попытаемся сложную многомерную задачу разделить на ряд более простых (по числу участков). При этом на каждом из участков сформулируем целевую функцию. Как упоминалось ранее, целевые функции необязательно представляют собой традиционные математические зависимости, представленные аналитическими выражениями или в табличной форме. Очень часто в качестве целевых функций приходится принимать некоторые схемотехнические решения, к которым очень сложно применить математические процедуры поиска экстремальных значений (невозможно продифференцировать схему).

6.2.2. Реализация предельных характеристик в электроприводе подачи стана ХПТ

Решим поставленную задачу оптимизации многомерной функции для позиционного электропривода, принимая на каждом из участков единый критерий –

минимум расчетного времени. Электропривод с СРМНВ, выполненный по схеме с индивидуальными источниками тока, был выбран как вариант, наиболее отвечающий требованиям технологического объекта, характеризующегося тяжелыми условиями эксплуатации [170].

Оптимизация первого участка движения

На первом участке движения электропривода сигнал рассогласования между заданием на положение рабочего органа и фактическим сигналом выводит регуляторы положения и скорости в насыщение. На контур регулирования положения подают ступенчатый сигнал задания. Из-за ограниченного быстродействия контура регулирования тока выходной сигнал изменяется не мгновенно.

Предельное быстродействие контура регулирования тока в импульсных схемах питания можно оценить по рис. 2.10. Но это время может быть достигнуто при условии безынерционного исполнения контура регулирования. В реальных электроприводах, управляемых от микропроцессорных устройств [58, 59, 60], время скана будет определяться элементом задержки контура регулирования тока, чем и ограничиваются предельные возможности контуров фазных токов.

Будем считать, что контур регулирования момента имеет такое же быстродействие, что и контур регулирования тока (см. п. 5.3.4). На рис. 6.3 контур регулирования момента был приближенно аппроксимирован последовательным соединением звеньев: чистого запаздывания с постоянной времени, равной времени скана, а также аperiodического звена первого порядка, приближенно

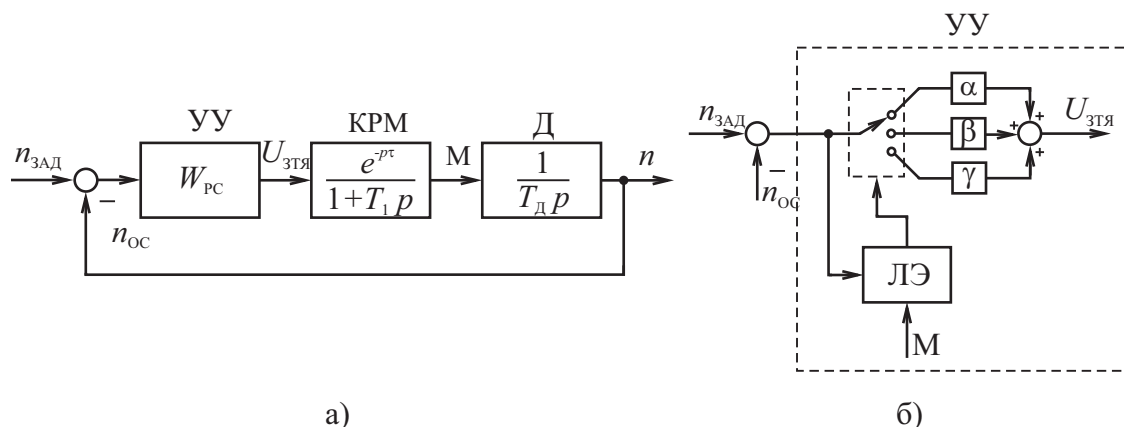


Рис. 6.3. Оптимизация первого участка движения: структурная схема системы (а); регулятор скорости с переменной структурой (б)

учитывающего инерционность фазной обмотки двигателя. Правомерность такой замены рассмотрена в гл. 5.

Структурная схема контура регулирования скорости представлена на рис. 6.3, а. Из классической теории автоматического управления известно, что в системе, содержащей звенья чистого запаздывания, интегрирующее и апериодическое, увеличение контурного коэффициента передачи последовательного корректирующего устройства приводит к неустойчивому режиму работы (см. рис. 6.4, кривая 1) [148].

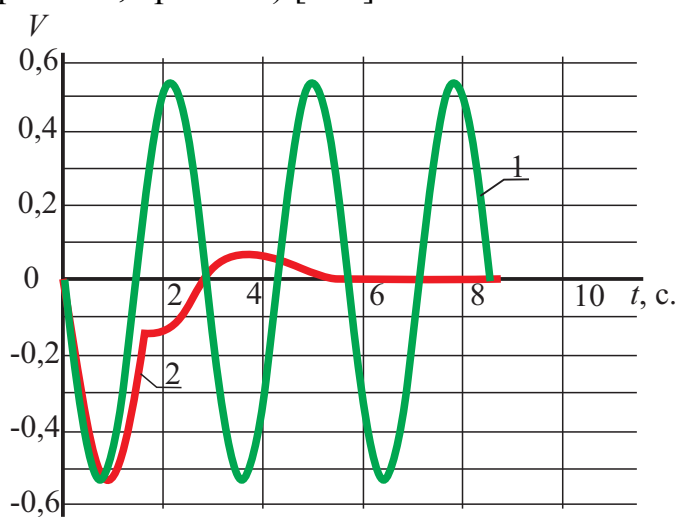


Рис. 6.4. Кривые переходных процессов в контуре регулирования тока до введения коррекции (1) и с регулятором переменной структуры (2)

Указанную проблему можно преодолеть, если выбрать регулятор с переменной структурой [43]. В [30, 31, 181] были исследованы возможности регуляторов переменной структуры для электропривода с СРМНВ. Остановимся на некоторых принципиальных моментах.

На рис. 6.3 б дана структура регулятора, коэффициент передачи которого зависит от линейной ком-

бинации сигнала ошибки и ее производной (в нашем случае от величины электромагнитного момента).

Регулятор УУ имеет переменную структуру: принимает значение $\alpha > 0$, когда произведение сигнала ошибки и ее производной (M) больше нуля; принимает значение $\beta < 0$, когда произведение сигнала ошибки и ее производной отрицательное и γ — на заключительном этапе переходного процесса.

На рис. 6.4 (кривая 2) показана картина переходного процесса скорости $v(n)$ в электроприводе, вызванного приложением момента сопротивления. На первом участке $0 < t < 1,8$ с — регулятор скорости имеет коэффициент α , на участке $1,8 < t < 3$ с структура регулятора переключается и передаточная функция принимает значение β ; на последнем участке при $t > 3$ с регулятор скорости имеет ко-

эфициент передачи γ . Несмотря на колебательный характер переходной функции, система остается устойчивой. В системах с переменной структурой полностью компенсировать влияние звена чистого запаздывания не удастся, но можно расширить диапазон равномерного пропускания частот. Как показали результаты измерений, за счет перехода к регуляторам с переменной структурой удастся под-
нять быстродействие системы примерно в 1,5 – 2 раза.

Оптимизация второго участка движения

На втором участке движения (см. рис. 6.2, а) переходный процесс в контуре регулирования тока (момента) заканчивается и позиционный электропривод выходит в режим установившегося динамического разгона. Увеличить быстродействие этого участка можно лишь за счет комплексного подхода к проектированию электропривода (см. гл. 4).

Максимальное ускорение электропривода на этом участке оценивается механической постоянной времени электродвигателя – временем, за которое вал двигателя изменяет свою скорость от 0 до скорости идеального холостого хода, при условии, что к валу приложен электромагнитный момент, равный номинальному [147]. Эта величина зависит от добротности электродвигателя M/J .

Увеличить добротность электромеханического преобразователя можно только за счет удлинения двигателя и уменьшения его диаметра при сохранении величины электромагнитного момента. При увеличении длины традиционных электрических машин увеличивается прогиб вала и ухудшаются условия охлаждения двигателя [109]. Указанные проблемы преодолеваются в СРМНВ, так как ротор двигателя выполняется безобмоточным и имеет жесткую в радиальном направлении конструкцию. Условия охлаждения в двигателе более благоприятные, так как ротор электрической машины вращается синхронно с полем, не содержит обмоток, поэтому в идеальных условиях не нагревается. В действительности за счет потерь, вызванных коммутацией фазных токов статора, ротор может нагреваться и иногда значительно [73, 198]. Снизить нагрев ротора, вызванный коммутационными потерями, можно несколькими путями, например, за счет изменения конфигурации паза (см. Патент РФ [97] или рифлением поверхности ротора, см. Патент РФ [100]).

На рис. 6.5 а, б показаны поверхности M/J в функции номинального момента двигателя и длины ротора. В обоих случаях увеличение длины двигателя благоприятно сказывается на увеличении показателя добротности. Но в асинхронном двигателе относительный прогиб вала (не более 10% от воздушного зазора [8, 23,42, 109] ограничивает предельные значения длины вала, а следовательно, и предельное ускорение.

Оптимизация третьего участка движения

На третьем участке (см. рис. 6.2) регулятор положения остается насыщенным, регулятор скорости выходит из насыщения и ограничивает предельное значение скорости. На этом этапе выбор оптимального значения максимальной скорости может выполняться по-разному. Еще в 30-х годах прошлого столетия было предложено выбирать максимальную скорость двигателя по условию [138], при котором минимизируется кинетическая энергия электромеханической системы.

Но указанный критерий не единственный. Так, проф. Усыниным Ю.С. был предложен точностной критерий [144] поиска оптимального значения передаточного числа редуктора по условию минимума резонансного максимума в двухмассовой системе за счет усиления или ослабления электромеханической связи в зависимости от соотношения обобщенных параметров электротехнического комплекса, которые оценивают частотами среза $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ (см. рис. 1.13). С учетом обозначений рис. 1.13 примем:

$$j_{\text{гр}} = \sqrt{\frac{J_{\text{PO}}}{k_{\text{PM}} \cdot k_{\text{PC}} \cdot k_{\text{ДС}}} \cdot \frac{1}{T_{\text{уз}}}};$$

$$T_{\text{PM}} = \frac{J_{\text{PO}}}{k_{\text{PM}} \cdot k_{\text{PC}} \cdot k_{\text{ДС}} \cdot j^2};$$

$$T_{\text{уз}} = \frac{J_{\text{PO}}}{C_1} = \frac{1}{\omega_2};$$

$$T_{\text{КРС}} = \frac{J_{\text{ДВ}}}{k_{\text{PM}} \cdot k_{\text{PC}} \cdot k_{\text{ДС}}} = \frac{1}{\omega_1};$$

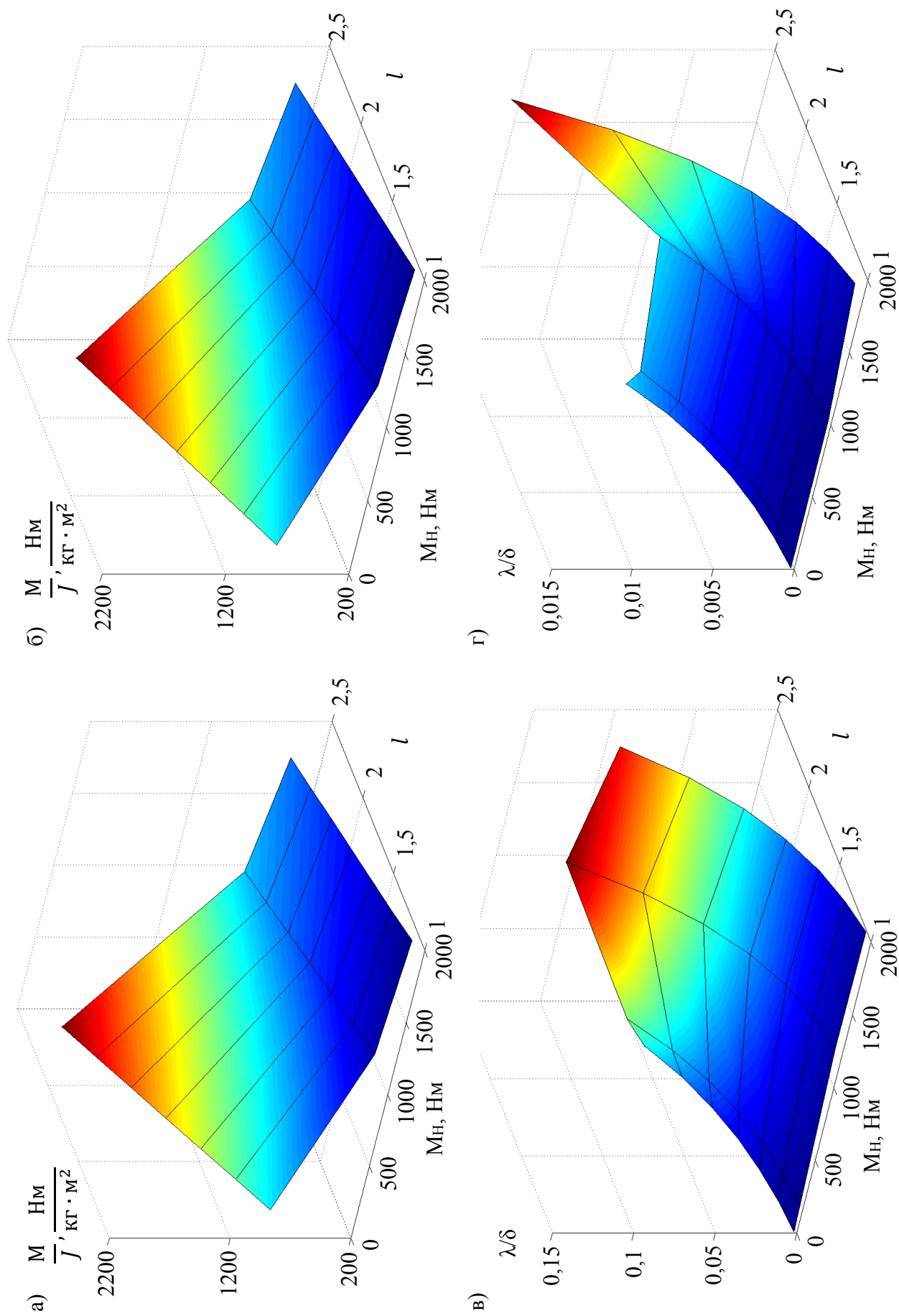


Рис. 6.5. Оптимизация второго участка движения: а) отношение M/J в электроприводе с АД; б) отношение M/J в электроприводе с СРМНВ; в) прогиб вала АД; г) прогиб вала в СРМНВ

$$\omega_3 = \begin{cases} \frac{\omega_2^2}{\omega_1}, & \text{если } \omega_2 < \frac{1}{T_{PC}}; \\ \frac{\omega_2^3}{\omega_1^2}, & \text{если } \omega_2 > \frac{1}{T_{PC}}; \end{cases}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{T_{PM}}.$$

В связи со сказанным предлагается в зависимости от соотношения обобщенных параметров системы выбирать передаточное число редуктора по алгоритму (см. рис. 6.6). В случае, если текущее значение передаточного числа редуктора меньше граничного значения, т.е. частота среза контура 1 наибольшая, а контура 3 – наименьшая, то передаточное число редуктора вычисляется по критерию минимума кинетической энергии. В противном случае для выбора рационального соотношения параметров силового оборудования удобнее воспользоваться методикой, разработанной проф. Усыниным Ю.С.

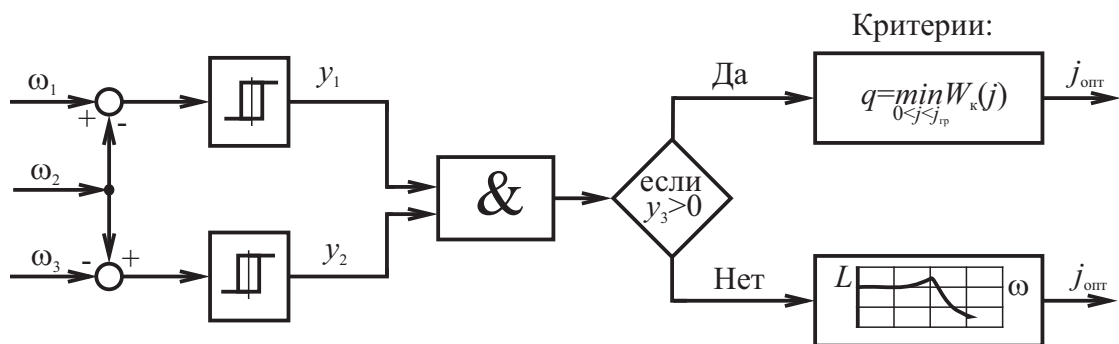


Рис. 6.6 Оптимизация третьего участка движения – выбор максимальной скорости

Оптимизация четвертого участка

При работе позиционного электропривода на четвертом участке сигнал рассогласования между заданием на положение рабочего органа и фактическим его значением изменяет знак, регулятор скорости насыщается, а на вход регулятора тока подается максимальный сигнал на торможение.

Реализация оптимальных тормозных режимов связана не только с выбором параметров и структуры узлов управления системой торможения. Одновременно приходится решать задачу выбора рациональной схемы силовых цепей.

На сегодняшний день электротехнической промышленностью предлагаются следующие технические решения в рамках электроприводов переменного тока:

торможение с возвратом энергии в сеть через Smartмодуль [197] или активный выпрямитель [41, 44, 209]; без возврата энергии в сеть на тормозной резистор. При выборе наилучшего решения наиболее актуальным становится критерий быстродействия, а не экономичности.

Коротко дадим аннотацию каждой из схем и результатов исследований на математических и физических моделях. В качестве исследуемых были приняты две схемы: с активным выпрямителем (рис. 6.7, а) и с тормозным резистором (рис. 6.7, в).

Моделирование тормозных режимов выполнялось в программе Matlab и на реальных физических образцах электроприводов на базе UnidriveSP и Sinamics [197].

В электроприводах с активным выпрямителем возврат энергии в сеть обеспечивается при поддержании постоянства напряжения в звене постоянного тока за счет работы транзисторного узла в режиме либо повышающего преобразователя переменного напряжения в постоянное, либо в режиме инвертора. Работа преобразователя частоты, подключенного к сети, напоминает работу того же преобразователя, но подключенного к асинхронному двигателю, вращающемуся с постоянной скоростью, поэтому структура управления регулятором напряжения оказывается аналогичной системе векторного управления асинхронным двигателем. Эта схема позволяет регулировать емкостной ток, отдаваемый в сеть, за счет изменения уставки задания на ток I_d (см. рис. 6.7, а). Известно, что ресурс емкостей звена постоянного тока зависит, в том числе, и от уровня пульсаций выпрямленного напряжения и может изменяться на треть в сторону уменьшения срока эксплуатации преобразователя частоты [55]. На рис. 6.7, б даны зависимости пульсаций выпрямленного напряжения от величины мощности торможения (оценивалась косвенно по току звена постоянного тока) и емкостной составляющей тока питающей сети. Ориентируясь на эти зависимости, можно указать предельную область переменных (тока намагничивания и тормозного тока).

В электроприводах, в которых торможение осуществляется по известной схеме (рис. 6.7, в), заданное значение напряжения в звене постоянного тока

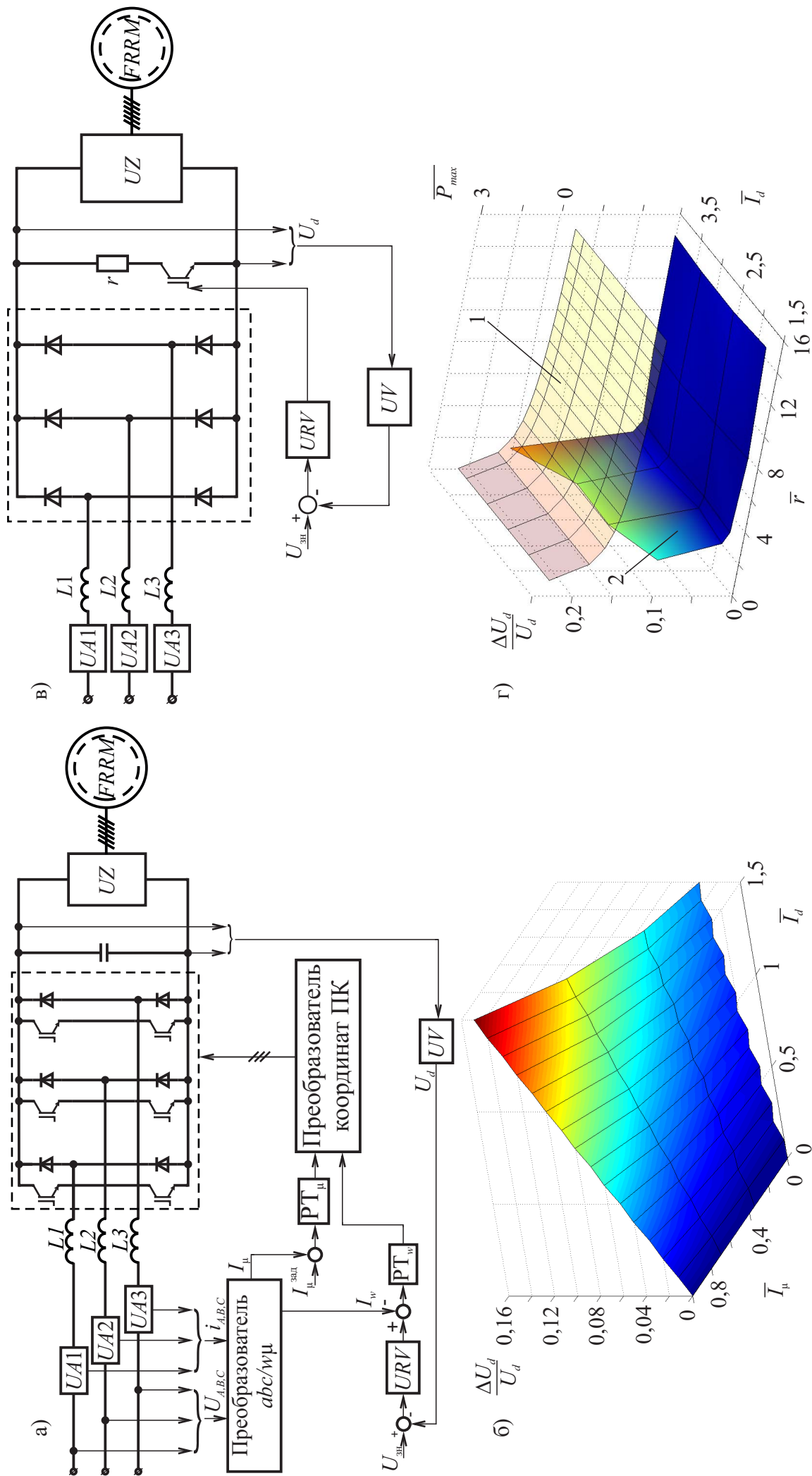


Рис. 6.7. Оптимизация четвертого участка движения электропривода: а) функциональная схема активного выпрямителя; б) зависимость перенапряжения в звене постоянного тока от тока $\bar{I}_d$ и реактивной составляющей тока питающей сети $\bar{I}_\mu$; в) функциональная схема тормозного модуля; г) зависимость перенапряжения $\Delta \bar{U}_d$ (2) и максимальной тормозной мощности $\bar{P}_{max}$ (1) от тока $\bar{I}_d$ и сопротивления $\bar{r}$

поддерживается подключением резистора r к шине “–” “сливным” транзистором по сигналам регулятора URV [45]. При релейном управлении в схеме со “сливным” транзистором качество поддержания напряжения в звене постоянного тока снижается. На рис. 6.7, г, (поверхность 2) показана зависимость пульсаций напряжения U_d от величины сопротивления резистора r и мощности, которая идет с вала двигателя (на рис. 6.7, г она оценивается по I_d звена постоянного тока). Из рис. 6.7, г следует, что уровень пульсаций напряжения U_d можно снизить, если увеличить номинал сопротивления r . С другой стороны, при увеличении сопротивления r снижается допустимая рассеиваемая мощность (см. рис. 6.7 г, поверхность 1).

Предложенные результаты моделирования тормозных режимов работы могут быть использованы на этапе принятия решения в пользу конкретной схемы. Очевидно, что в схемах с предельным быстродействием, когда позиционный электропривод переходит из зоны двигательного режима работы в генераторный, необходимо применять электрическую схему с активным выпрямителем, так как в схеме со “сливным” транзистором заданные динамические показатели не обеспечиваются, так как из-за инерционности канала регулирования напряжения допустимое ступенчатое значение тока I_d ограничено условиями кратковременного перенапряжения в звене постоянного тока.

Указанную задачу выбора рациональной схемы торможения можно решать по другим критериям, например, по условиям минимума затрат.

Оптимизация пятого участка фазовой траектории

При работе позиционного электропривода на пятом участке (см. рис. 6.2) регуляторы скорости и тока находятся в линейном режиме. Регулятор положения также выходит из зоны насыщения. Выбор оптимальных структуры и параметров последовательного корректирующего устройства – задача непростая, так как, обеспечив устойчивость системы «в малом» с достаточным запасом, можно получить неустойчивый режим работы электропривода при больших сигналах рассогласования заданного и фактического значения регулируемых координат [147].

Задача поиска оптимальной структуры регулятора положения была успешно решена в ряде работ [134, 147] за счет выбора в качестве этого регулятора устройства с нелинейной характеристикой.

При выборе параметров регулятора положения необходимо учитывать, что в электроприводе с СРМНВ допускаются значительные перегрузки по моменту (см., например, рис. 3.9), а это, в свою очередь, позволяет увеличить уставку в блоке ограничения регулятора скорости.

Итоги оптимизации

На рис. 6.2 представлены кривые (1', 2', 3') переходных процессов, полученные в электроприводе стана ХПТ 450 (ОАО “Челябинский трубопрокатный завод”) при выборе параметров силового электрооборудования и звеньев системы управления по предложенным методикам. Модель механической части электропривода была заимствована из [87], а электропривод был представлен обобщенной математической моделью (см. рис. 2.22).

На первом участке переходного процесса в контуре регулирования момента быстродействие достигнуто за счет введения последовательного корректирующего устройства с переменной структурой и перехода от тиристорных к транзисторным источникам питания. Наличие люфтов в механической передаче не позволило поднять быстродействие контура регулирования тока более, чем в два раза.

На втором участке за счет исполнения удлиненного двигателя удалось снизить момент инерции примерно в 2 раза, но общее время переходного процесса уменьшилось примерно на (25–30)%. Во-первых, это связано с тем, что доля момента инерции двигателя составила (30–40)% от суммарного момента инерции комплекса “Электропривод – рабочий орган”, а во-вторых, участок разгона удлинился за счет увеличения рабочей скорости электропривода.

На третьем участке требуемое значение передаточного числа редуктора рассчитывалось по условию минимума кинетической энергии, при этом потребовалась незначительная его коррекция. Скорость же двигателя возросла примерно в 1,5 раза. В ранее применяемой схеме поднять скорость двигателя не позволял ти-

ристорный преобразователь частоты, в котором предельная частота питания зависела от несущей частоты и была равна 20 Гц. С учетом выполненной коррекции оптимальный график скорости приближался к треугольной форме.

Необходимая интенсивность торможения была реализована на базе активного выпрямителя, при этом каких-либо дополнительных технологических преимуществ по сравнению с тиристорным преобразователем частоты выявить не удалось. Но за счет того, что в контуре регулирования скорости быстродействие возросло в 1,5 раза, продолжительность 3 и 5 участков (см. рис. 6.2, б) сократились на 30 %, а 4 участок исчез, так как график скорости изменился от трапецеидальной формы к треугольной.

На последнем участке было увеличено быстродействие контура регулирования положения примерно на 60%. Решена эта задача была применением регулятора положения нелинейного типа и за счет увеличения уставки задания блока ограничения. При этом учитывалось, что в электроприводе реализуются предельные значения момента (до $4 M_H$).

Проведенные технические мероприятия позволили снизить общее время позиционирования рабочего органа (участки 1-7, см. рис. 6.2, б) примерно в два раза. Необходимо обратить внимание, что на графике рис. 6.2, а нет однозначной связи между кривыми электромагнитного момента и скорости, как того диктует основное уравнение движения электропривода [56, 57]. Объясняется это неравным графиком нагрузки, который в начальный момент при срыве трубы с оправки требует большого значения момента сопротивления. Расчет зависимости момента срыва трубы с оправки представлен в [87].

6.3. Тяговые электроприводы

В последнее время приводы тяговых механизмов получили широкое развитие благодаря совершенствованию элементной базы современного электропривода [59, 83, 139, 151, 158, 179, 194, 200, 214].

Задача оптимизации электропривода тяговых механизмов по массогабаритным показателям в общем случае может быть сформулирована в виде критерия:

$$q = \min \Delta P_{OV}(M_H, n_{max}, M_{max}), \quad (6.1)$$

где ΔP_{ov} – мощность потерь в электроприводе, M_H – номинальный момент двигателя; n_{max} – максимальная скорость двигателя; M_{max} – максимальный момент электропривода.

Основным ограничением в задаче необходимо рассматривать мощность теплового двигателя:

$$P_{TD} = \text{Const.}$$

6.3.1. Участки оптимальных траекторий движения тягового электропривода

В электроприводах тяговых механизмов многомерную оптимизацию электропривода по критерию минимума габаритной мощности электропривода можно выполнять по методике пп. 6.1.2, если механическую характеристику электропривода разделить на три участка (см. рис. 6.8, а): 1 – участок поддержания мощности (кривая A, N, B); 2 – участок (горизонтальный отрезок, проходящий через точку A) максимальной скорости; 3 – участок (вертикальный отрезок, проходящий через точку B) максимального (предельно допустимого) момента электропривода. Благодаря такому разбиению удастся понизить размерность общей задачи оптимизации.

В частном случае, точки A и B (рис. 6.8, а) могут быть ограничены по технологическим условиям. Так в тяговом электроприводе трактора максимальный момент ограничивается условиями пробуксовки.

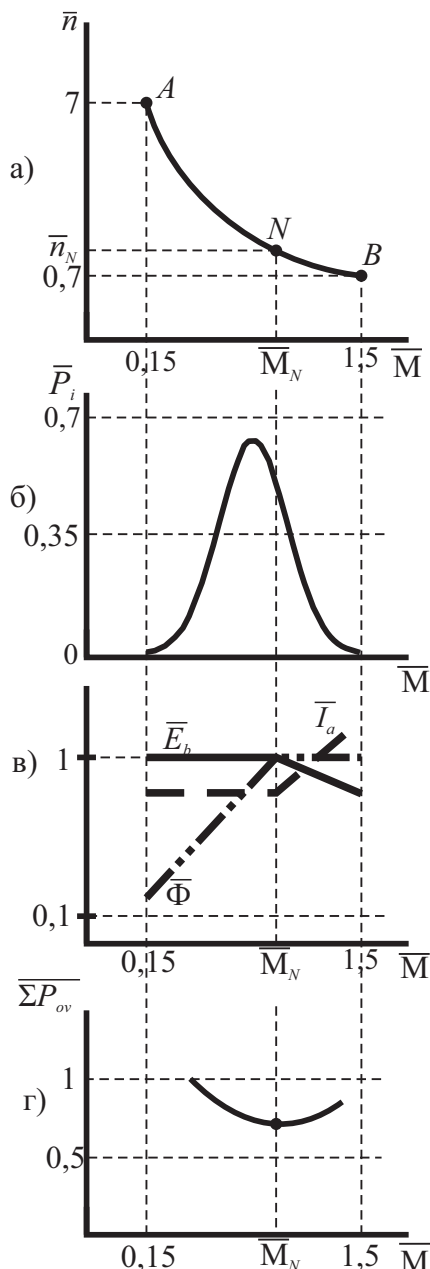


Рис. 6.8 Фазовая траектория движения (а), вероятностная функция нагрузки (б), статические характеристики (в) и суммарные потери (г) в тяговом электроприводе

Как показывает практика проектирования электроприводов, эти предельные значения не всегда достигаются с первой итерации. В тех случаях, когда проектировщику приходится пересматривать положения точек A и B , приходится пересматривать параметры силового оборудования (мощность электропривода, передаточное число редуктора), а следовательно, пересматривать этап оптимизации траектории ANB . Наиболее часто это случается тогда, когда средствами электропривода сложно реализовать большие перегрузки или расширенный диапазон регулирования скорости, например, в пп. 3.4 показано, что в асинхронных электроприводах предельный диапазон регулирования по скорости вверх от номинала не превосходит $4n_H$.

Основные усилия при оптимизации тягового электропривода расходятся на первый этап, при условии, что на 2 и 3 этапах удастся средствами электропривода обеспечить положения точек A и B так, чтобы они оказались за пределами требуемых значений со стороны технологического механизма.

6.3.2. Реализация предельных характеристик в тяговом электроприводе

При нахождении оптимальной траектории движения тягового электропривода можно выделить следующие подзадачи (этапы):

- поиск точки номинального момента электропривода;
- синтез параметров и структуры системы управления с позиции обеспечения устойчивых режимов работы электропривода при движении по траектории ANB ;
- выбор законов управления электроприводом, расширяющих диапазон регулирования по скорости;
- выбор законов управления электроприводом, обеспечивающих необходимые перегрузки по моменту.

Оптимизация первого участка в установившихся режимах работы электропривода

На первом участке предполагается, что электропривод работает на граничной характеристике ANB (рис. 6.8, а). Кривая ANB является предельной и ограничивается мощностью дизель-генераторной установки. Диапазон регулирования момента составляет до 10:1 и обусловлено это отказом от сложной механической

передачи, в которой переключение скоростей выполняется ступенчато. Аналогичную задачу решали А.Е. Тикоцкий и А.С. Филатов для электроприводов моталок станов холодной прокатки, где предлагалось отказаться от однозонного регулирования скорости и обеспечивалось постоянство мощности в электроприводе постоянного тока в первой зоне изменением приложенных якорных напряжения и тока так, чтобы с увеличением нагрузки ток увеличивался, а напряжение снижалось по закону [38]:

$$U_{\text{я}} = \frac{P_{el}}{I_{\text{я}}},$$

где P_{el} – электромагнитная мощность электропривода, которая при регулировании поддерживается постоянной; $U_{\text{я}}$ – напряжение на якоре; $I_{\text{я}}$ – якорный ток двигателя. Во второй зоне регулирование выполнялось поддержанием постоянства тока якоря $I_{\text{я}}$ и напряжения $U_{\text{я}}$, а достигалось это системой регулирования поля возбуждения, так чтобы:

$$P_{el} = U_{\text{я}} I_{\text{я}} = \text{Const.}$$

Предлагаемое решение было реализовано на примере электропривода постоянного тока для статически установившихся режимов работы. При переходе к электроприводу переменного тока, в котором можно обеспечить существенные перегрузки по моменту и большую предельную скорость вращения, возрастает количество возможных траекторий движения электропривода. Учет же работы электропривода в переходных режимах, особенно в зоне ограничений требует выбора наилучших решений по структурам и параметрам корректирующих связей.

Когда в тяговом электроприводе требуется обеспечить очень большой диапазон изменения момента в режиме поддержания постоянства мощности $P = \text{Const}$, целесообразно разделить на два поддиапазона: при работе электропривода на первом участке (отрезок AN на предельной механической характеристике электропривода – см. рис. 6.8 а) в режиме поддержания постоянства напряжения $U_a = \text{Const}$ и тока якоря (статора) $I_a = \text{Const}$ изменяют магнитный поток двигателя пропорционально моменту; на втором участке (отрезок NB) снижают U_a , но увеличивают I_a , чтобы достигалось постоянство мощности

$$P_{el} = U_a \cdot I_a = \text{Const.}$$

Кривая ANB (рис. 6.8, а) является функцией передаточного числа редуктора. При изменении передаточного числа положение кривой ANB изменяется. Если в электроприводе постоянного тока передаточное число редуктора необходимо было выбирать из условия обеспечения максимальных момента и скорости электропривода, в системе с СРМНВ общая задача выбора наилучшей траектории движения на первом участке может быть разделена с задачей обеспечения максимальных момента и скорости электропривода.

Оптимальное передаточное число редуктора может находиться по алгоритму, разработанному в п.п. 6.2.2 для позиционного электропривода. Однако, в тяговых электроприводах доля статического момента может оказаться существенной. В этом случае, применение формулы Н. А. Тищенко [138] может не дать эффекта. Тогда из условий минимизации массогабаритных показателей электромеханического преобразователя оказывается выгоднее выбрать редуктор с максимально возможным передаточным числом, правда, при этом необходимо обязательное согласование номинальной скорости двигателя и рабочего органа.

Опишем переход к выбору номинальной точки N . Если бы электропривод работал только в первой зоне (при полном потоке), то положение точки N определялось бы нагрузочной диаграммой по условию ограничения перегрева. Когда момент и ток двигателя имеют линейную зависимость, условие ограничения по нагреву может быть записано в виде неравенства [57]:

$$M_H < \sqrt{\frac{1}{T_{\text{ц}}} \int_{t_{\text{ц}}} M^2(t) dt},$$

где M_H – номинальный момент двигателя; $M(t)$ – зависимость момента сопротивления рабочего органа от времени; $T_{\text{ц}}$ – общее время цикла. Нагрузочная диаграмма для тяговых электроприводов обычно задается плотностью вероятности P_i , которая показана на рис. 6.8, б и является условной. Для каждого конкретного случая эта зависимость будет своя. По кривой NB (рис. 6.8, а) и графику вероятности можно вычислить среднеквадратичное значение момента, которое используется для выбора электродвигателя по мощности.

Но регулировать скорость в электроприводе только изменением напряжения невыгодно, так как при этом приходится завышать мощность полупроводникового преобразователя. Поэтому в зоне, где момент сопротивления ниже M_N выгоднее переходить в режим ослабления потока возбуждения, при этом установленную мощность электропривода также приходится завышать, но в меньшей степени. Так, в [139] показано, что переход к двухзонному регулированию скорости позволяет снизить суммарную мощность электрооборудования примерно на 40%. Достигается это не только за счет перехода к более сложному закону регулирования, но и за счет вида графика плотности распределения тяговых усилий в электроприводе, при котором значительные перегрузки по моменту имеют относительно небольшую продолжительность по времени.

Учитывая характер графика плотности распределения тягового усилия (см. рис. 6.8, б), расчет мощности электропривода должен выполняться только по второй зоне регулирования, в которой поток возбуждения ослабляется. Запас мощности электродвигателя, полученный расчетным путем по условиям работы электропривода во второй зоне, полностью “расходуется” при работе в первой зоне. С учетом сказанного, актуальной оказывается задача выбора точки N по критерию минимума габаритной мощности электропривода. Этот критерий может быть переформулирован в условие минимума электрических потерь. В этом случае может быть предложен следующий алгоритм поиска точки переключения структуры управления электроприводом с первой зоны на вторую: для расчета выбирается интервал, на котором выполняется расчет электрических потерь в якорной обмотке ($I_a^2 r$). На рис. 6.8, в показаны зависимости ЭДС якорной обмотки (E_b) и тока (I_a), потока (Φ) в функции момента сопротивления, поясняющие процедуру расчета. Указанная задача решается методами одномерного поиска, например, золотого сечения [67]. Как показывают расчеты, предлагаемая процедура оптимизации позволяет улучшить массогабаритные показатели электропривода, примерно на 20 %.

Оптимизация первого участка в переходных режимах работы электропривода

Этот раздел был выполнен совместно с коллективом авторов [72].

Структурная схема модели электропривода приведена на рис. 6.9. Электропривод выполнен как многоконтурная система регулирования, которая содержит контуры регулирования фазных токов статора, момента двигателя и скорости.



265

[148], позволил резко сократить объем вычислений, оставив для анализа только величины постоянных времени звеньев, коэффициенты усиления контуров регулирования и их частоты среза.

На вход внешнего контура регулирования скорости SCL подают сигнал задания скорости n_z , который соответствует (а в относительных единицах равен) линейной скорости V_0 движения автомобиля: $n_z = V_0$.

Внешний сигнал Δn_{sl} , соответствующий неизбежно существующей величине скольжения между окружной поверхностью колеса и грунтом, задавали в пределах (2–4) % от базового значения при движении автомобиля по шоссе и до 15 и даже 20 % при движении по бездорожью (подробно, см. в [72]).

Регулятор скорости RS предназначен для настройки контура регулирования скорости SCL , а его выходной сигнал U_{RS} , как в любой схеме подчиненного регулирования, является сигналом задания для последующего внутреннего контура регулирования момента M или мощности P . Статическая характеристика RS выполнена с зоной ограничения, соответствующей предельным значениям момента M_{max} или мощности P_{max} .

Контур регулирования момента MCL является подчиненным по отношению к SCL и настраивается регулятором момента RM , на входе которого алгебраически складываются сигнал $U_{RS} = M_z$ и сигнал отрицательной обратной связи по моменту M или мощности P . В первом случае сигнал обратной связи по моменту подавали на вход RM непосредственно, а во втором – через блок произведения $BP3$ или $BP4$. Выходной сигнал каждого из этих блоков пропорционален мощности электропривода: электрической P_{el} или механической P_{mech} .

Благодаря принятому варианту подчиненного регулирования SCL и MCL схемой обеспечивается тяговая механическая характеристика электропривода (см. рис. 6.8, а). При этом предельная граница допустимых состояний электропривода составлена из отдельных отрезков, учитывающих ограничения по скорости движения транспортного средства, по максимальной мощности, отбираемой тяговым электроприводом от мощности (дизеля, турбины) теплового двигателя, по максимальному допустимому моменту (и току) тягового электродвигателя.

Точка N на характеристике соответствует номинальному режиму (скорости и току) тягового электродвигателя.

Контурсы регулирования фазных токов статора $PCCL$ (их шесть или f по числу фаз статора) представлены на модели двумя параллельными каналами регулирования: тока возбуждения i_v и тока якоря I_a . Каждый $PCCL$ в прямом канале регулирования содержит регулятор фазного тока (он выполняет функцию или регулятора тока возбуждения FCR , или тока якоря ACR), полупроводниковый преобразователь C и цепь обмотки статора FW или AC , охваченные отрицательной обратной связью по току. Витки фазных обмоток статора, расположенные над межполюсным промежутком ротора, в рамках данной работы названы обмоткой возбуждения FW , они создают магнитный поток возбуждения двигателя, направленный по продольной магнитной оси ротора, а витки, расположенные над полюсом и обозначенные AC (аналогично якорной цепи двигателя постоянного тока), создают вращающий момент. Возможность и условия такого разделения функций статорных обмоток подробно рассмотрены в п.п 5.2.3.

Момент M двигателя на выходе MCL получается как результат перемножения блоком произведения $BP1$ магнитного потока V двигателя на его ток якоря I_a . В предлагаемом варианте электропривода ток возбуждения i_v двигателя определяется как сумма k токов фазных обмоток, витки которых в данный момент времени расположены над межполюсным промежутком:

$$i_v = \sum_{i=1}^k i_i.$$

Аналогично ток якоря I_a определен как сумма $(m-k)$ токов фазных обмоток, витки которых расположены над полюсом:

$$I_a = \sum_{j=1}^{m-k} i_j.$$

Здесь m – число фаз обмотки статора.

Нелинейность между переменными V и i_v учитывалась статической характеристикой звена MC (магнитная цепь). Эта характеристика рассчитывалась по обобщенной модели электропривода (см. рис. 2.22). Звено MD выявляет модуль

сигнала на выходе регулятора RM . Оно, исключая смену знака тока i_v , обеспечивает реверс момента M двигателя при смене знака сигнала на выходе RM .

В SLC звеном D учтена механическая инерция вращающихся масс электропривода. Скорость V_K на выходе SLC соответствует линейной скорости свободных (недеформируемых) колес тягового механизма.

Электрическая мощность принималась равной $P_{el} = U_a \cdot I_a$, а механическая $-P_{mech} = M \cdot V_K$.

Исходные параметры звеньев, их численные значения указаны в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Передаточные функции и параметры звеньев электропривода

№	Звено (см. рис. 6.9)	Передаточная функция	Численное значение, размерность
1	C	$\frac{1}{(1 + T_1 p) \cdot (1 + T_1 p)}$	$T_1 = 0,001\text{с}$ $T_2 = 0,004\text{с}$
2	FW	$\frac{1}{1 + T_{FW} p}$	$T_{FW} = 0,24\text{с}$
3	AC	$\frac{1}{1 + T_{AC} p}$	$T_{AC} = 0,17\text{с}$
4	D	$\frac{1}{T_D p}$	$T_D = 2\text{с}$
5	EB	$\frac{1}{T_{EB} p}$	$T_{EB} = 0,1\text{с}$
6	ES	S_N	от 0,03 до 0,15
7	$CFCR$	—	$\omega_v = 40 \text{ рад/с}$
8	$CACR$	—	$\omega_a = 50 \text{ рад/с}$
9	MCL	—	$\omega_M = 40 \text{ рад/с}$
10	CLP_{el}	—	$\omega_{el} = 5 \text{ рад/с}$
11	CLP_{mech}	—	$\omega_{mech} = 5 \text{ рад/с}$
12	SCL	—	$\omega_s = 5 \text{ рад/с}$

В расчетном примере рассмотрен один из возможных вариантов кинематической схемы ведущих колес тягового механизма, когда пара колес каждой из осей связана между собой через механический дифференциал и приводится от тягового электропривода через редуктор с неизменным передаточным числом

или непосредственно. В этом случае пару колес одной ведущей оси можно заменить одним эквивалентным колесом, а его взаимодействие с грунтом представить на структурной схеме электропривода (рис. 6.9) интегрирующим упругим звеном EB с постоянной времени T_{EB} , охваченным местной отрицательной обратной связью через скольжение ES , которое учитывает наличие пробуксовки в двигательном режиме и юза – в тормозном. В относительных единицах эта часть структурной схемы составлена на основании уравнения, аналогичного предложенному в своё время Д.П. Морозовым [74]:

$$F = \frac{1}{T_{EB}p} (V_K - V_0 - \Delta n_{sl}).$$

Здесь V_0 – линейная скорость рамы прицепа; V_K – угловая скорость движения электропривода, приведенная к окружной скорости свободного (недеформированного) колеса; Δn_{sl} – линейная скорость скольжения; F – сила тяги прицепа; T_{EB} – постоянная времени интегрирующего звена EB , в относительных единицах условно равная времени, за которое упругое колесо, равномерно закручиваясь с линейной окружной скоростью V_0 , увеличило бы свое окружное противодействующее усилие закрутке от нуля до силы тяги, соответствующей номинальному (т.е. принятому за базовое значение) моменту электропривода; $p = \frac{d}{dt}$ – операторный символ дифференцирования.

Строго говоря, зависимость скорости скольжения от силы сцепления колеса с грунтом $V_{sl} = f(F)$ носит нелинейный и нестабильный характер (см. подробно в [72]). Сначала по мере роста усилия сцепления увеличивается и скорость скольжения. Это – зона упругого, или эксплуатационного скольжения (зона ОА на кривой 1, рис. 6.10), которая неизбежно наблюдается у всех транспортных машин (электровозов, тракторов, автомобилей), работающих в тяговом режиме. В точке А происходит нарушение механического контакта между колесом и грунтом, сила сцепления падает, а скорость скольжения растет. Это – режим буксования, который электропривод не должен допускать.

При моделировании скорость скольжения в точке А принималась в пределах до 3...4 % от базовой скорости V_0 при движении прицепа по шоссе и до 10...15 % – при движении по бездорожью.

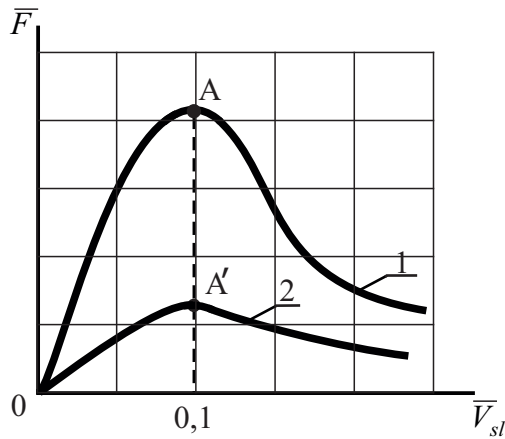


Рис. 6.10 Зависимость силы сцепления F от скорости скольжения V_{sl}

На первом этапе моделирования выполнялась настройка контуров регулирования с использованием типовых методов синтеза регуляторов многоконтурной линейной системы регулирования, выполненной по подчиненному принципу [135, 147, 148]. Внутренние контуры регулирования: контуры регулирования фазных токов $CACR$ и $CFCR$, кон-

туры регулирования момента MCL и мощности CLP_{el} и CLP_{mech} , – настраивались PI -регуляторами, а внешний SCL – пропорциональным регулятором скорости. Качество настройки каждого контура оценивалось по виду переходной функции. При этом в контурах $CACR$, $CFCR$ и MCL процессы были монотонными, а в SCL – допускалось незначительное (до 15 %) перерегулирование. Определялись также частотные характеристики контуров регулирования, соответствующие их разомкнутому и замкнутому состоянию. Достигнутые динамические показатели контуров, оцениваемые их частотами среза, приведены в табл. 6.2.

Особо следует остановиться на некоторых особенностях настройки контура регулирования мощности. Здесь канал обратной связи можно выполнить как по величине механической мощности $P_{mech} = M \cdot V_K$, так – и по электрической $P_{el} = U_a \cdot I_a$. Линеаризуя выражение для P_{mech} и рассматривая процессы «в малом», запишем для малых приращений

$$\Delta P_{mech} = \Delta(M \cdot V_K) \approx M_0 \cdot \Delta V_K + V_{K0} \cdot \Delta M,$$

где M_0 и V_{K0} – текущие значения M и V_K в точке линеаризации. Другими словами, канал нелинейной обратной связи по P_{mech} при анализе процессов «в малом» можно заменить двумя линейными обратными связями по V_K и M . Особенность этих связей заключается в том, что диапазон изменения коэффициентов M_0 и V_{K0} в современных тяговых электроприводах очень широк (до 1:10 и более), что вызывает трудности при настройке электропривода с обратной связью по P_{mech} . Сказанное подтверждают переходные функции контура CLP_{mech} , рассчитанные

на модели для двух текущих значений момента, соответствующих работе электропривода вблизи точек N и A на тяговой характеристике (рис. 6,8, а). Если контур CLP_{mech} настроить на монотонный характер переходной функции (см. рис. 6.11, а) при работе электропривода вблизи точки N , то при работе его вблизи точки A переходная функция носит колебательный характер (рис. 6.11, б) и даже может соответствовать неустойчивому режиму.

Моделирование также показало, что условия устойчивости CLP_{mech} «в малом» в большей степени зависят от составляющей

$\Delta P_{mech} = M_0 \Delta V_K$, чем от составляющей $\Delta P_{mech} = V_{K0} \Delta M$. Это следует объяснить тем обстоятельством, что контур регулирования, замкнутый по скорости V_K , содержит в своем прямом канале большее число инерционностей, чем контур, замкнутый по моменту M .

Реализация обратной связи по P_{el} в контуре регулирования мощности названных недостатков не содержит (см. рис. 6.11, в для тех же режимов работы электропривода). Это следует объяснить, во-первых, значительно меньшим диапазоном изменения величин-сомножителей U_a и I_a в выражении для P_{el} и, во-вторых, меньшим числом инерционностей в каналах выделения сигналов по U_a и I_a .

На рис. 6.11, г показана переходная функция контура регулирования скорости. Перерегулирование не превышает 10 %.

При моделировании процесса разгона тягового электропривода рассматривалось условие формирования этого режима (рис. 6.11, д, е) при изменении скорости V_0 строго по линейному закону. Как следует из осциллограмм разгона автопоезда от нуля до $V_0 = 10$ м/с за время $\Delta t = 10$ с, на участке установившегося режима разгона наблюдается динамическое падение тягового усилия F со стороны прицепа примерно на 10 % от номинального значения.

Режим гололедицы на дороге моделировался резким (скачкообразным) сбросом тягового усилия F от номинального значения до нуля воздействием на звено EB . При этом регулятор RS переходил из насыщенного состояния, в котором он нормально находился при работе электропривода в режиме ограничения момента

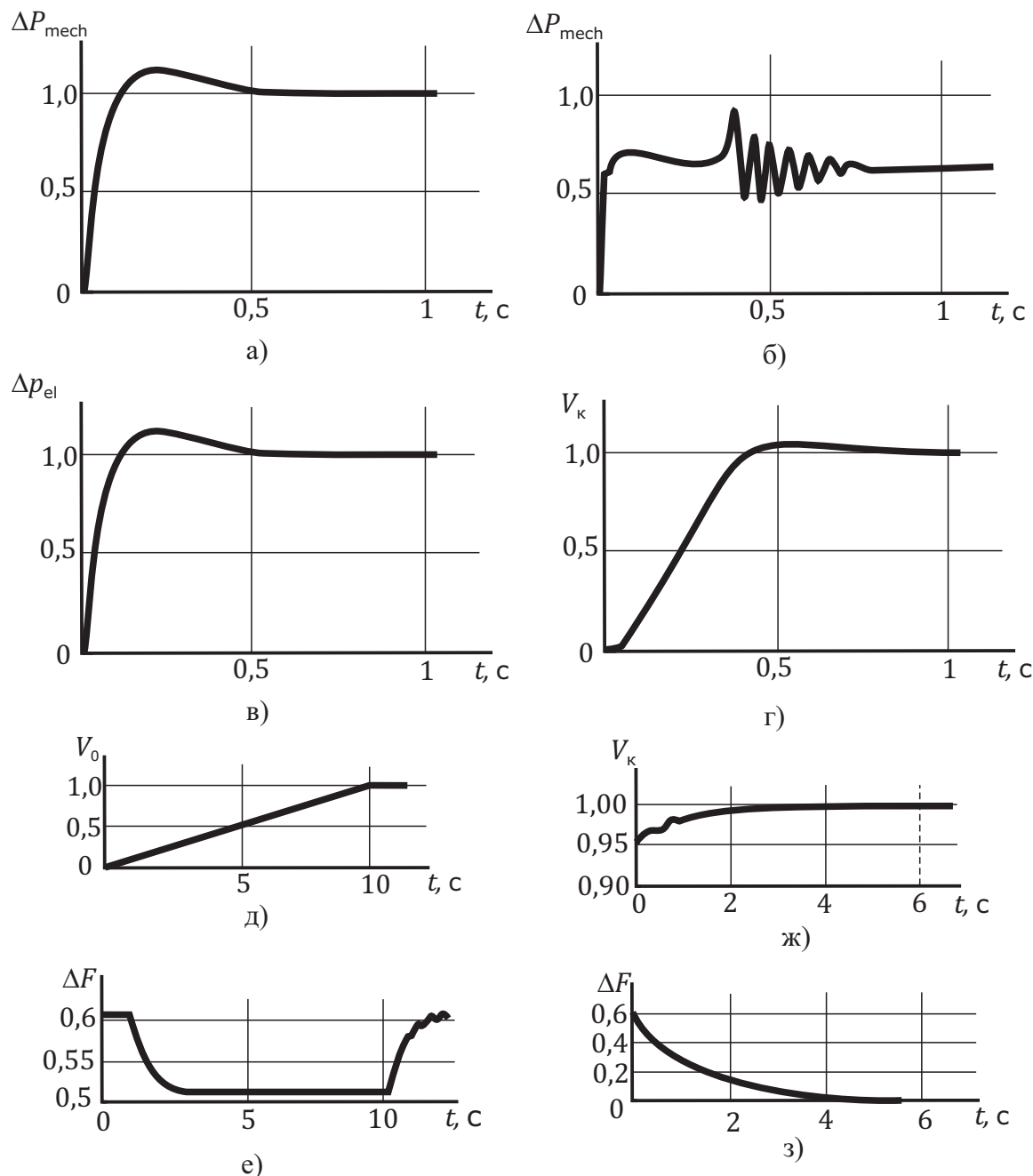


Рис. 6.11. Переходные процессы в тяговом электроприводе:
 в функции контура регулирования P_{mech} при работе электропривода вблизи точки N (а) ;
 то же вблизи точки A (б);
 контура регулирования P_{el} при работе электропривода вблизи точки A (в); контура
 регулирования скорости (г); скорости (д) и приращения тягового усилия (е) при разгоне
 автопоезда по линейному закону;
 скорости V_k (ж) и тягового усилия F (з) при резком снижении сил сцепления между
 колесом и грунтом

М или мощности P , на линейный (наклонный) участок своей статической характеристики. Тем самым ограничивалась величина превышения скорости электропривода над скоростью платформы. Величину этого превышения можно изменять, воздействуя на величину коэффициента усиления Р-канала в регуляторе RS или величину поправки Δn_{sl} на входе системы. Осциллограммы на рис. 6.11, ж, з

указывают на величину превышения скорости в пределах (5–10) % от базового значения, что следует признать вполне удовлетворительным результатом.

Оптимизация второго участка

На данном этапе решается задача увеличения предельного значения скорости электропривода таким образом, чтобы электропривод был способен обеспечить максимальное значение скорости выше требуемой по условиям технологического процесса. Ранее было показано (см. рис. 3.14), что при увеличении уставки скорости отношение электромагнитного момента к якорному току снижается, поэтому в зоне ослабления поля нарушается закон регулирования с постоянством мощности, а предельная механическая характеристика электропривода (рис. 6.8, а) будет искажаться. В результате максимальное значение скорости электропривода (т. А на рис. 6.8 а) ограничивается, а это требует изменения передаточного числа редуктора и пересмотра результатов расчетов первого участка. Решить поставленную задачу можно в схеме зависимого ослабления поля (рис. 6.12 а), если ввести в систему регулирования соответствующую коррекцию.

На рис. 6.12, а показаны основные узлы и элементы системы с ослаблением поля. Основной контур регулирования – контур скорости – настраивается регулятором скорости РС и обеспечивает её поддержание в основной зоне. Второй контур регулирования напряжения настраивается регулятором РН и работает во второй зоне. БО2 устанавливает предельное значение якорного напряжения. В качестве модели электропривода использовалось математическое описание рис. 2.22.

Если уставку ограничения напряжения БО2 принять равной бесконечности, то зависимость M/I (рис. 6.12, б) будет проходить по кривой 1 [181]. При питании двигателя от идеального источника тока, имеющего бесконечно большую полосу равномерного пропускания частот, эта зависимость должна проходить параллельно оси скорости. Однако, на реальном графике отношение момента к току при увеличении скорости снижается. Чтобы объяснить эту ситуацию, обратимся к рис. 6.12, б, на котором представлены осциллограммы фазного тока СРМНВ. Анализ кривой показывает, что при переключении знака тока процесс

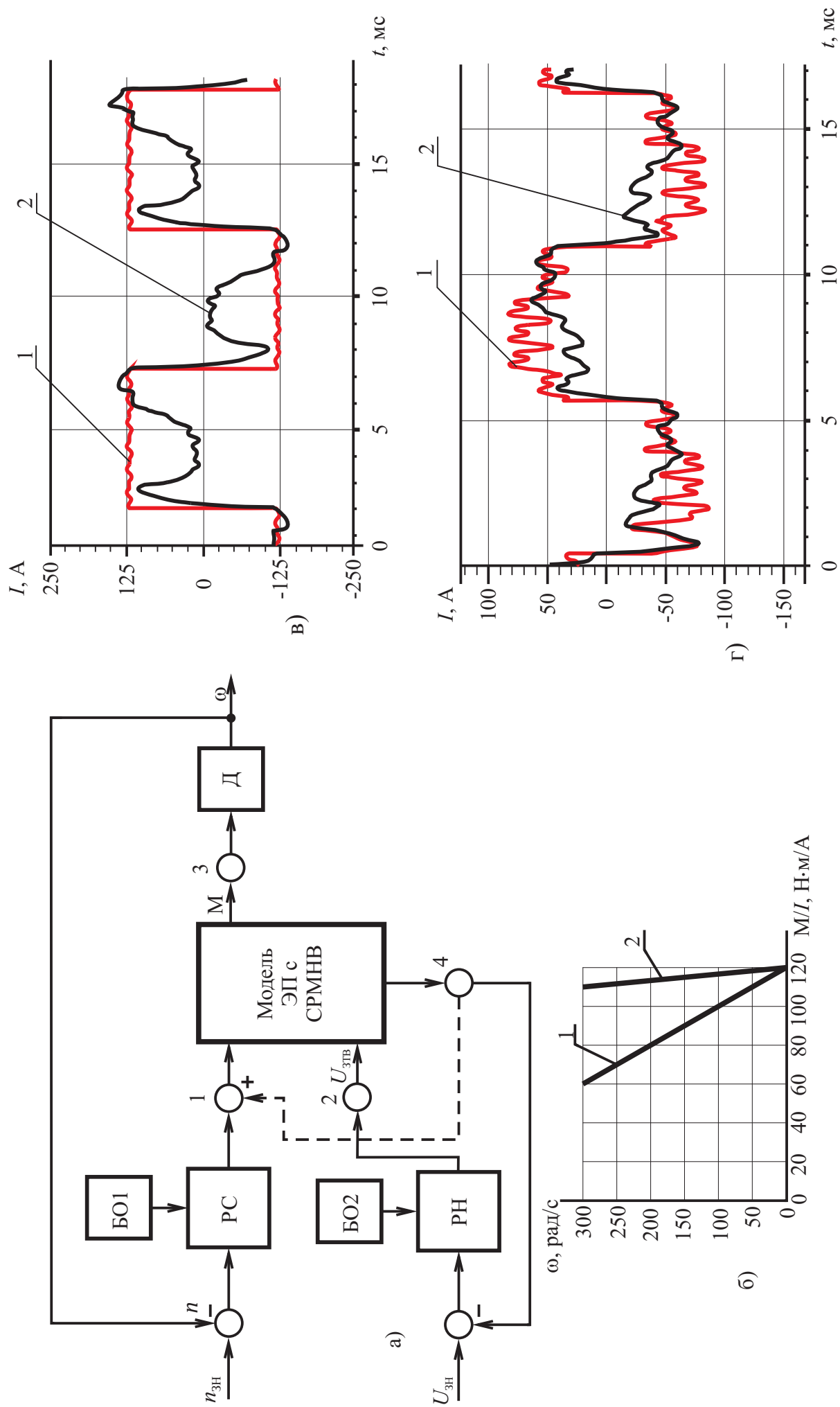


Рис. 6.12. Оптимизация второго участка движения: функциональная схема электропривода с двухзонным регулированием скорости (а); статическая характеристика электропривода (б) и осциллограммы фазных токов без (в) и с коррекцией (г)

происходит практически без задержки. На кривой 1 наблюдается снижение тока по мере роста скорости. Объясняется это статической ошибкой, которая связана с ЭДС вращения: в момент переключения знака тока обмотка фазы двигателя находилась над межполюсным промежутком и ЭДС вращения была равна нулю, при движении ротора обмотка попадает на полюсный промежуток, в ней наводится ЭДС. Введение интегрального канала в регуляторе тока не решает эту проблему, так как зона работы И-канала лежит намного левее частоты среза. Для решения поставленной задачи предложено ввести коррекцию по ЭДС вращения. Корректирующий сигнал по ЭДС вращения подается на узел 1 (рис. 6.12, а). На рис. 6.12, б (кривая 2) показана зависимость отношения момента к току в функции скорости двигателя, при введенной коррекции по ЭДС вращения, на рис. 6.12, г – соответствующая осциллограмма фазного тока (кривая 2).

Предложенные технические мероприятия позволяют расширить диапазон регулирования скорости по электромагнитным условиям примерно в 2 раза. В рамках данной работы не решались вопросы ограничения скорости по условиям механической надежности. Эти задачи успешно решены в тяговых электроприводах рядом фирм-производителей автомобильного транспорта [187].

Оптимизация третьего участка – перегрузок по моменту

Преодолевая препятствия или при работе тягового электропривода при движении по наклонной поверхности в электроприводе создаются существенные перегрузки по моменту (см. рис. 6.8, а, т. В). Если применять традиционные электроприводы (например, асинхронные), то указанные режимы могут быть достигнуты только применением двигателя большей мощности, так как традиционные асинхронные электроприводы имеют максимальный момент, не превышающий $2,5M_n$, а если учитывать, что в этой зоне наблюдается существенная нелинейность механической характеристики, приходится предельный момент ограничивать величиной $2M_n$. В электроприводах с СРМНВ ограничений по кратковременным перегрузочным моментам не существует, точнее зона перегрузок в этом типе электропривода расширена. Для того чтобы расширить линейную зону в

кривой электромагнитного момента при перегрузках, необходимо, во-первых, пересматривать соотношение активных материалов в электроприводе, а во-вторых, применять специальные законы управления.

Известно, что в реактивных машинах увеличить линейность зависимости электромагнитного момента от тока можно, если использовать свойство локального насыщения магнитной системы, что было доказано в диссертации М.Г. Бычкова [16]. Поэтому на этапах параметрической оптимизации электропривода (см. пп. 4.2, 4.3) необходимо закладывать большее количество “меди”. Оптимальные соотношения электротехнической стали и меди выбираются для каждого конкретного случая свои по методике, изложенной в п. 4.2 и 4.3.

Наиболее рациональной схемой управления электроприводов в случае работы в зоне перегрузок может быть рекомендована система регулирования с “последовательным” возбуждением, когда сигналы задания на ток якоря и возбуждения равны (см. пп. 5.4.3). В некоторых случаях, при достаточно большом размагничивающем влиянии поля реакции якоря, рациональное управление достигается при соотношении в заданиях тока возбуждения и якоря: $I_B = (1,1 - 1,2) I_A$ (см. рис. 3.10, кривая 3).

Общие итоги оптимизации тягового электропривода

Предложенные технические решения для механизма тягового электропривода были реализованы при разработке электропривода трактора ДЭТ 400 совместно с ООО НТЦ “Приводная техника”, г. Челябинск. В частности, за счет рационального выбора силовых элементов электрооборудования удалось улучшить массогабаритные показатели до 50%. Указанные технические показатели были использованы при расчете технико-экономического эффекта. В приложении даны технические и экономические показатели разработанных электроприводов.

6.4. Электроприводы с вентиляторным характером нагрузки

Электроприводы с вентиляторным характером нагрузки (механизмы насосов, вентиляторов) имеют самый “простой” график нагрузки, а следовательно, и упрощенную фазовую траекторию движения, которая, как правило, имеет пара-

болическую зависимость. Проведен большой объём исследований и сформулированы законы, обеспечивающие энергоэффективные режимы работы за счет применения частотнорегулируемого электропривода [10, 88, 143, 173]. На первый взгляд, в этом направлении решены все задачи. Однако, за счет массовости этих типов механизмов можно предложить технические решения, которые позволят снизить не только эксплуатационные, но и затраты на реконструкцию технологического объекта. Поэтому задача проектирования электропривода для механизмов с вентиляторным характером нагрузки может рассматриваться как экстремальная, которая обеспечивает заданную траекторию движения рабочей точки, но по критерию минимума затрат на электротехнический комплекс.

С учетом сказанного предлагается следующая последовательность решения поставленной задачи:

- уточнение оптимальной траектории движения электропривода с позиции обеспечения минимальных затрат на компоненты электропривода;
- формулировка требований к силовому электрооборудованию со стороны технологического механизма;
- синтез схем силовых цепей по критерию минимума затрат на силовое электрооборудование.

6.4.1. Особенности требований технологического процесса

В электроприводах насосов и вентиляторов существует большое число способов регулирования давления как параметрических (при неизменной скорости вращения задвижками или поворотом лопаток вентиляторов), так и вариантов средствами электропривода (регулированием скорости вращения двигателя). В дальнейшем будем рассматривать регулирование только средствами электропривода.

Электроприводы насосов и вентиляторов имеют сложную статическую характеристику в координатах “Напор – расход”. На рис. 6.13, в представлены зависимости напора H насоса от расхода Q . Ниже на рис. 6.13, г представлена энергетическая характеристика системы, которая показывает зависимость потребляе-

мой из питающей сети мощности от напора. В современных системах напор регулируют изменением частоты вращения двигателя насоса. При этом характеристика (рис. 6.13, в) в первом приближении переносится параллельно самой себе.

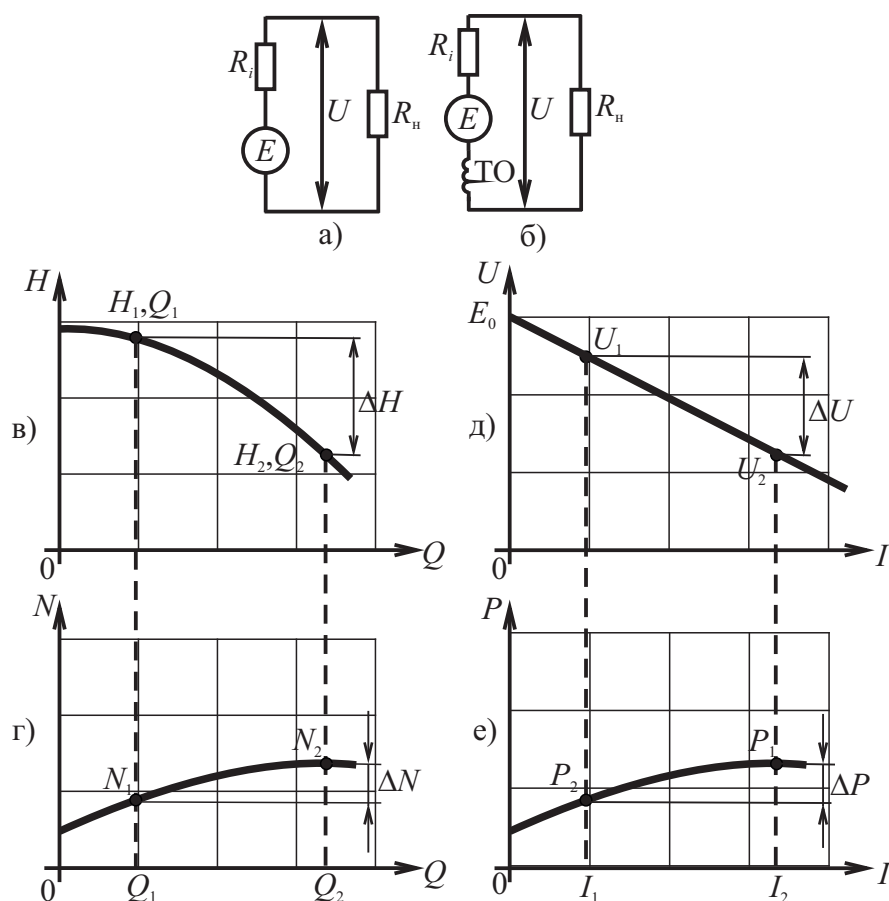


Рис. 6.13. Расчеты для механизмов с вентиляторным характером нагрузки: Электрическая схема замещения при учете только снижения напора (а), при учете снижения напора и равенстве потерь в цепи (б); статические характеристики: напорно-расходная (в); энергетическая (г); внешняя для схемы замещения (д); энергетическая для схемы замещения (е)

На рис. 6.13 не показаны характеристика гидравлической (воздушной) сети потребителя, которая приближенно имеет форму параболы. Рабочая точка находится на пересечении напорной и расходной характеристик. Качественный анализ режимов работы электропривода показывает, что оптимальная траектория движения имеет параболическую форму. Поэтому при выборе силовых элементов проектируемого электропривода и законов управления технологическим процессом средствами электропривода необходимо обеспечить достаточную пере-

грузочную способность электропривода в зоне номинальных нагрузок, но допускается при малых скоростях вращения занижать предельное значение момента двигателя.

Описанные способы регулирования давления в магистрали дают лишь качественные представления о процессах в системе. В реальных схемах очень многие параметры гидравлической (воздушной) системы изменяются: например, напор в системе на холостом ходу при нулевой подаче зависит от реальной подачи, коэффициента пропорциональности между расходом и падением давления в сети [174]. Эти факторы в меньшей степени влияют на выбор силового электрооборудования, но они определяют оптимальную траекторию движения. Поэтому, с одной стороны, требуется математический аппарат, который с приемлемой точностью описывал бы процессы в системе. С другой стороны, это описание должно отличаться наглядностью и простотой использования при выборе рациональных законов управления.

Этим требованиям удовлетворяют электрические схемы замещения, описывающие гидравлические (воздушные) системы любой конфигурации. Идея такого подхода была представлена в [145].

На рис. 6.13 а, дана упрощенная электрическая схема замещения, которая не учитывает изменения напора гидравлической сети (на схеме замещения это E). Сопротивлением R_i учитывается падение давления внутри насоса, а R_H – гидравлическая сеть. Учет изменения величины E выполнен на рис. 6.13, б введением токовой обмотки ТО, которая вводит коррекцию на необходимую величину значения E . На рис. 6.13, д, е показаны статические характеристики источника ЭДС – внешняя и энергетическая. Для нормирования коэффициентов математического описания можно использовать энергетические характеристики (рис. 6.13 г, е). Более подробно с описанием соответствия между переменными гидравлической (воздушной) сети и электрическими параметрами этот материал представлен в монографии, выполненной в соавторстве [174].

6.4.2. Электрические схемы замещения технологического процесса

В более сложных случаях, когда приходится учитывать параллельную работу нескольких насосов, которые имеют такую схему включения для обеспечения надежности систем водоснабжения используют технологическую схему (см. рис. 6.14, а). Здесь насосы НС1 и НС2 работают на одну гидравлическую сеть и вода через трубопровод 3 поступает в общий бассейн ОБ.

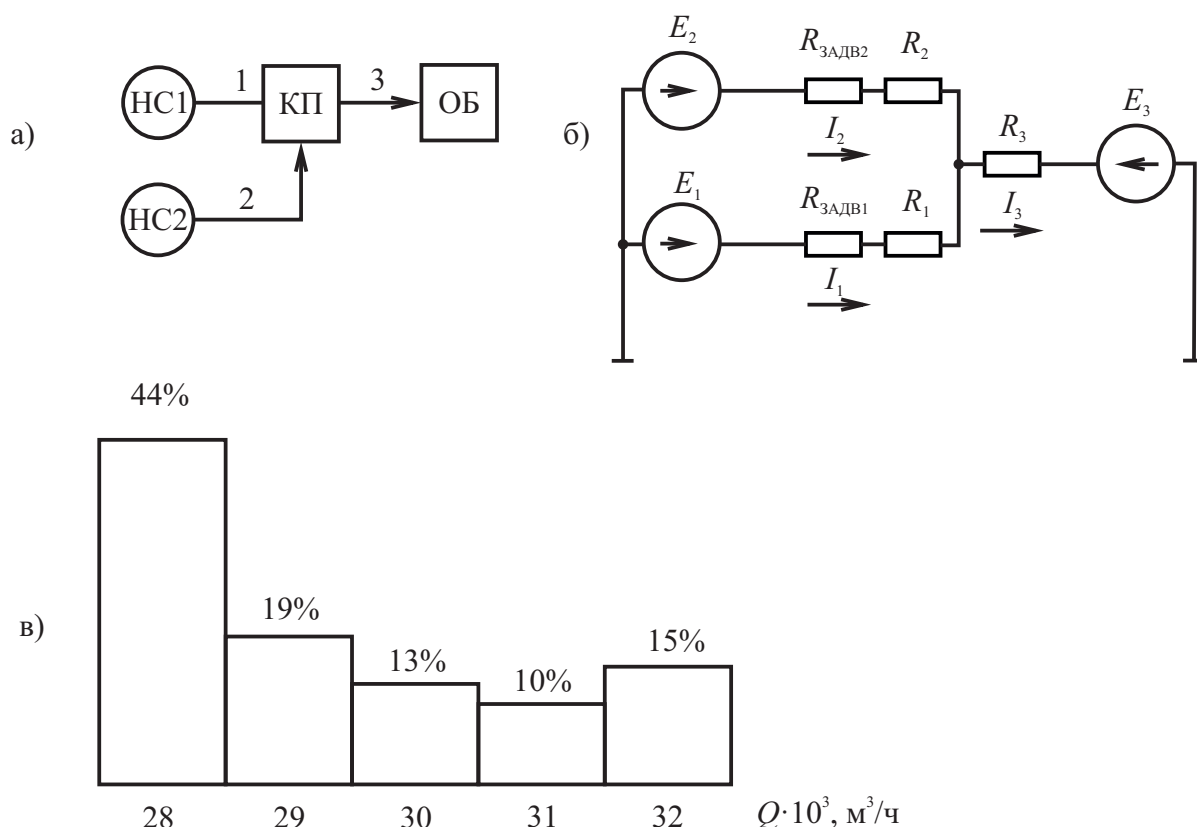


Рис. 6.14. Пример расчета: а) Обобщенная гидравлическая схема; б) электрическая схема замещения; в) гистограмма распределения почасовой подачи воды

При такой конфигурации гидравлической сети подход с электрической схемой замещения является наиболее естественным (см. рис. 6.14, б). На электрической схеме замещения сопротивлениями R_1 , R_2 , R_3 учитывались потери в магистральной сети, а потери на задвижках учитывались сопротивлениями $R_{ЗАДВ1}$ и $R_{ЗАДВ2}$. Источники E_1 и E_2 учитывают напоры, создаваемые первым и вторым насосом соответственно, а E_3 – учитывает изменение напора, обусловленного разными высотами. На основании гистограммы распределения подачи

воды (рис. 6.14, в) и электрических схем замещения можно дать наиболее рациональные траектории движения рабочих насосов и сформулировать требования к регулируемым электроприводам.

Путем расчета электрической схемы замещения (рис. 6.14) удалось установить, что наилучшая траектория движения электропривода обеспечивается только при регулировании скорости электропривода. Причем экономия электроэнергии в этом случае увеличивается примерно в 2 раза [174]. Такая экономия обеспечивается не только при использовании полноценных преобразователей частоты, но и в более простых схемах регулирования с очень небольшим диапазоном регулирования скорости, например, в асинхронно-вентильном каскаде [80, 152, 160]. Объясняется это тем, что существенную долю составляют потери в гидравлической (воздушной) системе, а не электрические потери в системе электрооборудования. С учетом сказанного, при проектировании электропривода выгоднее отказаться от сложных схем управления в пользу систем с умеренными показателями регулирования. При этом за счет простоты исполнения элементов электрооборудования можно минимизировать стоимость реконструкции технологического объекта.

6.4.3. Идея импульсно-векторного управления

Как показано выше, рабочая точка движется по фазовой траектории движения, имеющей форму параболы. Математическая зависимость движения этой кривой, а также количественные требования технологического процесса для каждого типа механизма будут иметь свой вид и зависеть от конфигурации гидравлической (воздушной) сети и внешней потребителя (см. например, рис. 6.13). Следовательно, по предложенному математическому описанию (см. пп. 6.4.2) можно дать быструю количественную оценку: в какой пропорции снижается момент сопротивления при запуске электропривода, а уже с учетом этого выполнять синтез системы регулирования.

В электроприводах с синхронными машинами в качестве коммутирующего устройства можно использовать более дешевые технические решения на базе ти-

ристорных коммутаторов, так как задача запираания тиристорных ключей осуществляется ЭДС вращения, которая в любой момент времени направлена навстречу полупроводниковому ключу. Электропривод в этом случае работает в импульсном режиме: в нужные моменты времени, когда обмотки должны создавать электромагнитный момент или поток, по ним пропускается ток; в других случаях ток в обмотках отключается, для этого управляющие импульсы с электродов снимаются. Схемы с импульсно-векторным управлением асинхронными двигателями рассмотрены в [17, 61, 99, 195].

При выборе электрической схемы питания электропривода по критерию минимума затрат на электропривод на базе тиристорных коммутирующих устройств необходимо учитывать, что схема по возможности должна быть наиболее приближена к типовым. С другой стороны, в этой схеме должны обеспечиваться типовые режимы работы электропривода.

Этим требованиям удовлетворяет электрическая схема с тиристорным коммутатором на базе обычного мостового одноконтурного преобразователя постоянного тока.

Рассмотрим работу схемы импульсно-векторного управления электроприводом с СРМНВ, на которую получен патент РФ [98].

На рис. 6.15, а представлен в разрезе пример шестифазной синхронной реактивной машины, в которой в пазах статора 1 $A - A'$, $B - B'$ и $C - C'$ расположены обмотки (2, 3, 4), оси которых, сдвинуты на 120 электрических градусов, а в пазах $a - a'$, $b - b'$, $c - c'$ размещены такие же обмотки (5, 6, 7), которые также между собой сдвинуты на 120 электрических градусов. Обмотки 2 и 5, 3 и 6, 4 и 7 соединены между собой согласно и последовательно (рис. 6.15, б). Магнитные оси обмоток одноимённых фаз 2 и 5, расположенных в плоскостях $A - A'$, $a - a'$, 3 и 6, расположенных в плоскостях $B - B'$, $b - b'$, 4 и 7, расположенных в плоскостях $C - C'$ и $c - c'$ имеют пространственный угол между собой в 90 электрических градусов. В электрической машине применен явнополюсный ротор 8, у которого полюсное деление равно 0,5. Обмотки, подключенные по схеме рис. 6.15, б запитываются от питающей сети A, B, C через тиристорный коммутатор 9. В каждый

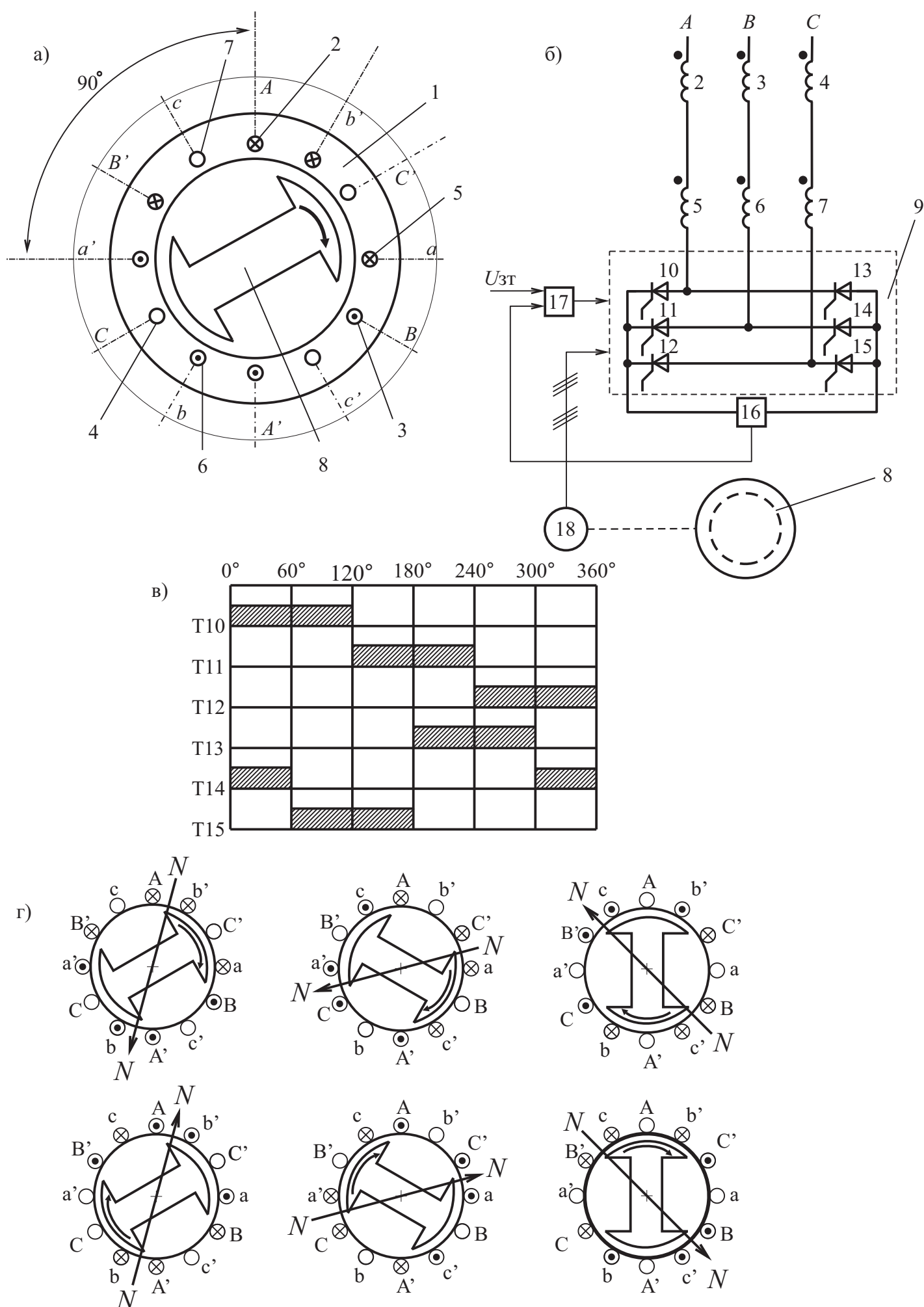


Рис. 6.15. Идея импульсно-векторного управления: а) сечение двигателя; б) функциональная схема электропривода; в) диаграмма включения тиристоров; г) пространственная картина МДС

момент времени работают только две из трех фаз за счет подачи управляющих сигналов на соответствующий тиристор (10, 11, ..., 15). Управление тиристорами выполняется в функции положения ротора 8 по сигналам с датчика положения 18. На рис. 6.15, в зависимости от положения ротора показаны диаграммы подачи управляющих сигналов на соответствующие тиристоры с дискретой в 60 электрических градусов, а на рис. 6.15, г представлены пространственные диаграммы МДС для этих углов, поясняющие принцип формирования электромагнитного момента.

Управление электроприводом осуществляется в функции положения ротора. При этом структура обеспечивает поддержание пускового тока и настраивается на работу регулятором тока 17, на входе которого алгебраически суммируются сигналы задания на ток и обратной связи по току. Более подробно принцип работы схемы дан в [98].

Предложенная схема управления была рекомендована к внедрению на ОАО «Челябинский электролитный цинковый завод» для компрессорных установок мощностью 600 кВт. Основной экономический эффект, который достигается при переходе к регулируемому электроприводу, представлен в Приложении.

6.5. Реализация результатов работы на промышленных предприятиях

На рис. 6.16 представлен обзор основных технических и экономических результатов внедрения диссертационной работы на предприятиях Южно-Уральского региона. Расчет соответствующих технических показателей был выполнен

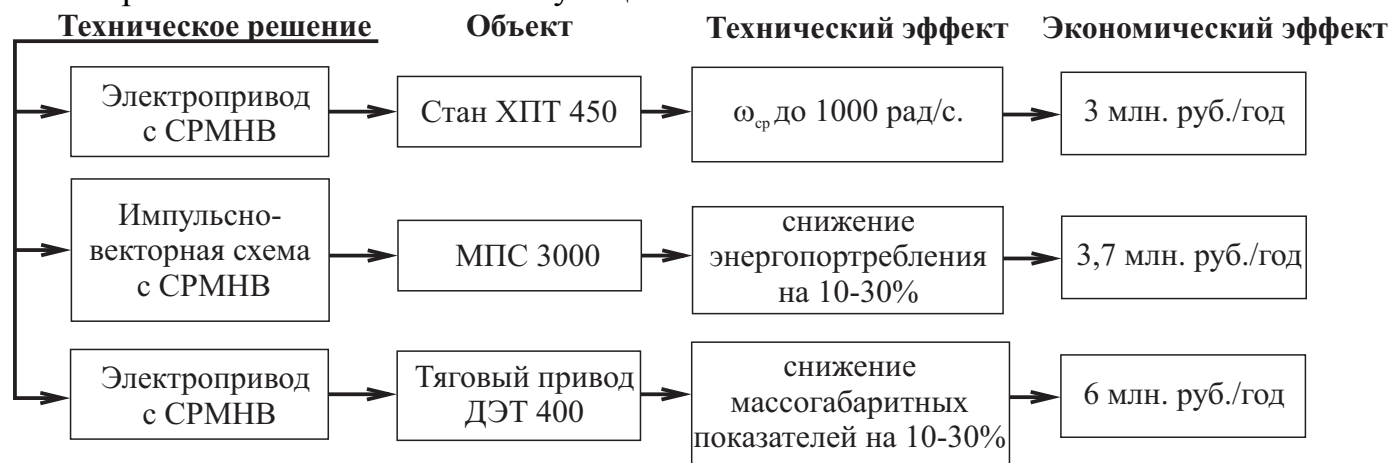


Рис. 6.16 Основные результаты внедрения диссертационной работы

в соответствующих разделах диссертационной работы (см. п. 6.2, 6.3, 6.4), а экономический эффект представлен в актах о внедрении (см. Приложение).

Выводы по главе 6

1. Показано, что в электроприводах реальных производственных механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации, оптимальная траектория движения сшивается из отдельных отрезков, которые складываются из нескольких фазовых траекторий с различным набором целевых функций.

Примером удачного применения электропривода с СРМНВ можно назвать механизм подачи стана холодной прокатки труб 450. Используя предложенную методику последовательной частной оптимизации по критерию быстродействия электропривода, удалось сложную многофакторную задачу разбить на ряд этапов меньшей размерности и выделить наиболее актуальные из них. “Узким звеном” оказались участки разгона и торможения электропривода. Чтобы уменьшить их продолжительность, было увеличено отношение электромагнитного момента к моменту инерции ротора, что в электроприводе с СРМНВ достигалось значительно легче, чем в электроприводах другого типа, так как благодаря высокой радиальной жёсткости монолитного ротора удалось резко увеличить его длину. В итоге в электроприводе подачи сократили время перемещения электропривода до (0,15–0,2) с и добились точности 0,1 мм на перемещениях до 2,5 см. Ожидаемый годовой экономический эффект от внедрения результатов составляет около 3,0 млн. рублей.

В электроприводах тяговых механизмов применение методики позволяет обосновать по обобщенному критерию минимума габаритов электропривода двухдиапазонное регулирование скорости, при этом за счет рациональной выбора положения точки номинального момента на траектории движения электропривода по критерию минимума электрических потерь удалось снизить габариты силовой электроустановки на (30–50) %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе решена крупная актуальная научно-техническая проблема – разработка и исследование самостоятельного класса электроприводов переменного тока с СРМНВ, имеющая важное хозяйственное значение. Выполненные теоретические и экспериментальные исследования позволяют отметить следующие основные результаты и сделать выводы:

1. Бурный рост силовой электроники и вычислительной техники в последние десятилетия привел к пересмотру традиционных решений в регулируемых электроприводах, например, стали необязательными такие традиционные решения, как трёхфазность, синусоидальность токов в многофазных электроприводах, а это, с одной стороны, открыло новые возможности, а с другой стороны, потребовало пересмотра многих привычных взглядов на проектирование регулируемого электропривода. Примером такого решения является электропривод с СРМНВ, который следует рассматривать как отдельный класс электроприводов, предназначенный, в первую очередь, для производственных механизмов с тяжелыми и особо тяжелыми условиями эксплуатации, имеющих повышенные диапазоны изменения моментов нагрузки и скоростей. При этом расширение указанных показателей достигается без увеличения номинальной мощности электропривода и дает существенное улучшение качества технологических режимов.

2. Электропривод с СРМНВ имеет ряд бесспорных очевидных достоинств: бесконтактность, простая технологичная конструкция ротора, высокая механическая жёсткость и прочность ротора, простая однослойная обмотка статора, отсутствие обмотки на роторе. Показано, что предложенная и развитая в работе концепция проектирования, реализующая идею системного подхода, позволила существенно улучшить потребительские качества электропривода: в длительном режиме при тех же электромагнитных нагрузках он развивает мощность на 15–20 % больше, чем асинхронный электропривод, имеет весьма высокие, до $(5-7)M_n$, перегрузочные моменты, характеризуется более высокими, чем серийные асинхронные, синхронные и электроприводы постоянного тока величинами отношения электромагнитного момента к моменту инерции ротора.

3. Предложена и показала свою эффективность обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, параметры электрической машины представлены как распределённые, развит алгоритм параллельного вычисления, выполненный по критерию минимума расчетного времени. Благодаря углублённому изучению физики процессов в электроприводе, предложенная модель позволила обосновать ряд важных допущений и рекомендовать для применения в инженерных расчетах упрощенные методики, например, с использованием обмоточных функций.

4. Показано, что в электроприводе переменного тока с СРМНВ общепринятое усложнение конструкции ротора (например, применением немагнитопроводящих слоёв вдоль продольной оси, снижающих механическую прочность ротора) не даёт должного эффекта, так как он уже выбран рациональным управлением токами статора. Это позволяет рекомендовать для электроприводов с тяжелыми условиями эксплуатации СРМНВ с массивным (цельным) ротором.

5. Предложен алгоритм поэтапной оптимизации электропривода с СРМНВ. На первом этапе рекомендовано определять рациональное соотношение между затратами на медь обмотки статора и железо магнитопровода. При этом учитываются затраты на все составляющие силовых элементов электропривода: активные материалы электромеханического преобразователя (магнитопровод и обмоточная медь) и полупроводниковые элементы.

На втором этапе рекомендовано определять наилучшие относительные размеры элементов конструкции двигателя (диаметр ротора, отношение диаметров сечения магнитопроводов статора и ротора, число пар полюсов).

Наконец, на третьем этапе обосновываются схемы силовых цепей статора и форма фазных токов. Показана целесообразность подключения фазных обмоток к индивидуальным источникам питания, выявлена по сравнению с синусоидаль-

ной эффективность прямоугольной формы фазного тока, обеспечивающая выигрыш в величине отношения электромагнитного момента к среднеквадратичному току фазы до 20 %.

6. В диссертационной работе обобщена на электроприводы переменного тока процедура идентификации электроприводов постоянного тока с использованием спектральных оценок и синхронного детектирования. Показана целесообразность выделения (вычисления) трудноизмеряемых переменных электропривода (прежде всего, электромагнитного момента) с помощью наблюдателей, которые построены на основании моделей, ранее доказанных и учитывающих специфику электромагнитных процессов в СРМНВ.

7. В диссертационной работе предложена и экспериментально проверена математическая модель контура регулирования момента электропривода с СРМНВ как многомерной однотипной системы регулирования с амплитудной модуляцией, в которой последовательно включены модулятор (узел формирования фазных токов), линейная часть (контур регулирования фазных токов) и демодулятор (статорные и роторные цепи, взаимодействующие в синхронном двигателе). Отличительной особенностью этой модели является то, что она представлена частотными характеристиками двух параллельных с переменными параметрами каналов регулирования фазных токов, при этом амплитуда и фаза одного из них определяется суммой, а второго – разностью двух частот: частотой пробного сигнала и частотой, соответствующей текущей угловой скорости двигателя.

8. С позиции системного подхода предложены и обоснованы алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие режимы работы с предельными возможностями по перегрузкам и быстродействию. При этом поскольку число степеней свободы управляющих воздействий в многомерной системе управления электроприводом с СРМНВ увеличено, оказывается целесообразным отказаться от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока. Предложены схемы, аналогичные электроприводам с независимым, последовательным возбуждением и двухзонным регулированием скорости.

9. Показано, что в электроприводах реальных производственных механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации, оптимальная траектория движения сшивается из отдельных отрезков, которые складываются из нескольких фазовых траекторий с различным набором целевых функций.

10. Примером удачного применения электропривода с СРМНВ можно назвать механизм подачи стана холодной прокатки труб 450. Используя предложенную методику последовательной частной оптимизации по быстрдействию электропривода, удалось сложную многофакторную задачу разбить на ряд этапов меньшей размерности и выделить наиболее актуальные из них. “Узким звеном” оказались участки разгона и торможения электропривода. Чтобы уменьшить их продолжительность, было увеличено отношение электромагнитного момента к моменту инерции ротора, что в электроприводе с СРМНВ достигалось значительно легче, чем в электроприводах другого типа, так как благодаря высокой радиальной жёсткости монолитного ротора удалось резко увеличить его длину. В итоге в электроприводе подачи сократили время перемещения электропривода до 0,3–0,4 с и добились точности 0,1 мм на перемещениях до 2,5 см. Ожидаемый годовой экономический эффект от внедрения результатов составляет около 3,0 млн. рублей.

11. Совокупность связанных единством целей и методологии научных положений представленного комплексного исследования может рассматриваться как решение крупной научно-технической проблемы – создания теории отдельного класса регулируемых бесконтактных электроприводов переменного тока с электрическими машинами нетрадиционной конструкции, на базе которой обеспечено повышение качества проектирования и технического уровня электроприводов переменного тока, освоенных рядом предприятий Южного Урала с общим годовым экономическим эффектом более 10 млн. рублей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев, В.В. Выбор системы координат при реализации алгоритма векторного управления асинхронным электроприводом / Алексеев В.В., Козярук А.Е., Рудаков В.В., Язев В.И. // *Электротехника*. – 2010 – № 12. – С. 2 – 10.
2. Анучин, А.С. Система управления с прогнозированием для реализации контура тока предельного быстродействия / А.С. Анучин // *Труды МЭИ. Электропривод и системы управления*. Вып. 686. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – С. 69 – 76.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенский. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 504 с.
4. Бермант, А.Ф. Курс математического анализа. – Изд. девятое. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1959. – 358 с.
5. Беспалов, В.Я. Основные направления совершенствования конструкций и технологии производства асинхронных двигателей / В.Я. Беспалов, Л.Н. Макаров // *Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. Санкт-Петербург*. – 2007. – С. 32–36.
6. Беспалов, В.Я. Перспективы создания отечественных электродвигателей нового поколения для частотно-регулируемого электропривода / В.Я. Беспалов // *Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития: тр. IV Международной (XV Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2004, Магнитогорск, 14–17 сент. 2004 г.)*. – Магнитогорск, 2004. – Ч. 1. – С. 24–31.
7. Беспалов, В.Я. Электрические двигатели в XXI веке / В.Я. Беспалов // *Тр. III Международной (XIV Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “ЭАП–2001”* / под. ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород: Вектор–ТиС, 2001. – С. 17 – 19.
8. Беспалов, В.Я. Электрические машины. Учебное пособие для студентов высших учебных заведений / В.Я. Беспалов, Н.Ф. Котеленец. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 320 с.
9. Борцов, Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
10. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издательский центр “Академия”, 2004. – 256 с.
11. Брахман Т. Р. Многокритериальность и выбор альтернативы в технике. — М.: Радио и связь, 1984. – 287 с.
12. Бродовский, В.Н. Приводы с частотно-токовым управлением / В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
13. Булгаков, А.А. Частное управление асинхронными электродвигателями / А.А. Булгаков. – 2-е изд., доп. – М.: Наука, 1966. – 297 с.

14. Бычков А.Е. Система управления электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук / А.Е. Бычков. – Челябинск, 2013. – 125 с.
15. Бычков, М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учётом локального насыщения магнитной системы // Электричество. – 1998. – №6. – С. 50 – 53.
16. Бычков, М.Г. Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода: дис. - докт. техн. наук / М.Г. Бычков. – М., 1999. – 372 с.
17. Валов, А.В. Импульсно-векторное управление асинхронным электроприводом с фазовым ротором: дис. - канд. техн. наук: спец. 05.09.03 – "Электрические комплексы и системы" / А. В. Валов; ЮУрГУ. – Челябинск, 2009. – 166 с.
18. Вейнгер, А.М. Регулируемый синхронный электропривод / А.М. Вейнгер. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.
19. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электрическая техника. – № 3. – С. 37 – 43.
20. Виноградов, А.Б. Цифровая релейно-векторная система управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками / А.Б. Виноградов // Электричество. – №2003. – №6. – С. 43 – 52.
21. Виноградов, К.М. Автономная электроэнергетическая установка с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис.- канд. техн. наук: спец. 05.09.03. – "Электротехнические комплексы и системы" / К.М. Виноградов; ЮУрГУ. – Челябинск, 2006. – 173 с.
22. Воеводин, В.В. Параллельные вычисления/ В.В. Воеводин, Вл. В. Воеводин. — СПб: БХВ-Петербург, 2002. — 608 с.
23. Вольдек, А.И. Электрические машины/ А.И. Вольдек. Учебник для студентов высш. техн. учебных заведений. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
24. Высокнадёжные энергосберегающие комплексы на основе новых типов вентильных электроприводов и обеспечение их безопасности: гк № П 1135 от 02.06.2010/ рук. А.Б. Тряпицын; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2012. Т1, Т2, Т3, Т4
25. Гаврилов, П.Д. Оптимальный выбор частоты, полюсности и электромагнитных нагрузок взрывозащищенных асинхронных двигателей при частотном управлении / П. Д. Гаврилов // Сборник материалов V Международной (16 Все-союзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – Спб., 2007. – С. 151–153.
26. Горожанкин, А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: Дис. - канд. техн. наук : Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы. – Челябинск , 2010. – 138 с.
27. Григорьев, М.А. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: монография / М.А. Григорьев; под ред. Ю.С. Усынина. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 159 с.

28. Григорьев, М.А. Линейная плотность поверхностного тока в энергосберегающих электроприводах с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев, А.Е. Бычков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2010. – Вып. 14. – №32(208). – С. 46 – 51.

29. Григорьев, М.А. Предельные возможности электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2009. – Вып. 12. – № 34(167). – С. 51 – 55.

30. Григорьев, М.А. Система управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехника. – 2013 – № 10. – С. 29 – 35.

31. Григорьев, М.А. Системы с переменной структурой для синхронных реактивных электроприводов с независимым управлением по каналу возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №2. – С. 91 – 96.

32. Григорьев, М.А. Удельные массогабаритные показатели электроприводов / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №1. – С. 111 – 117.

33. Григорьев, М.А. Физические основы теории электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: Изд-во МГТУ, 2002. – вып. 7. – С. 52 – 60.

34. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Изв. вузов. Электромеханика. – 2013. – № 4. – С. 32 – 36.

35. Григорьев, М.А. Электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук / М.А. Григорьев. – Челябинск, 2004. – 138 с.

36. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский и др. – М.: Энергия, 1972. – 624 с.

37. Дмитриевский, В.А. Конечнэлементная модель электрической машины с переключением потока для исследования динамических режимов работы / В.А. Дмитриевский, В.А. Прахт, Ф.Н. Сарапулов, В.А. Климарев // Электротехника. – 2012 – №3. – С. 7 – 13.

38. Дралюк, Б.Н. Двухдиапазонное управление электродвигателем моталки стана рулонной прокатки листа / Б.Н. Дралюк, А.Е. Тикоцкий // Электричество. 1969. – №5. – С. 41 – 45.

39. Дрейпер Н. Прикладной регрессионный анализ. Множественная регрессия / Н. Дрейпер, Г.Смит // Applied Regression Analysis. — 3-е изд. — М.: «Диалектика», 2007.

40. Дудкин, М.М. Динамические спектральные характеристики развертывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией / М.М. Дудкин, Л.И. Цытович, О.Г. Брылина // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 4 (48). – С. 49 – 55.

41. Дудкин, М.М. Однофазные обратимые преобразователи напряжения для улучшения качества электрической энергии в сетях ограниченной мощности / М.М. Дудкин // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 2 (46). – С. 19 – 27.
42. Евдокимцев О.В., Расчет и проектирование стальных балочных клеток. Учебное пособие/ О.В. Евдокимцев, О.В. Умнова - Тамбов: Изд-во ТГТУ, 2004. - 104 с.
43. Емельянов, С.В. Системы с переменной структурой / С.В. Емельянов. – М.: Изд. Наука, 1967. – 336 с.
44. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А.А. Ефимов, Р.Т. Шрейнер; под общ. ред. Р.Т. Шрейнера. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.
45. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учебное пособие / Г.С. Зиновьев. – 3-е изд., перераб. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
46. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 1. Описательная статистика. Теоретико-вероятностные основания статистического вывода/ О.В. Иванов. - М. 2005. - 187 с.
47. Иванов, О.В. Статистика: Учебный курс для социологов и менеджеров. Ч. 2. Доверительные интервалы/ О.В. Иванов. – М. 2005. – 220 с.
48. Иванов-Смоленский, А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электромеханических машинах. В двух томах / А.В. Иванов-Смоленский. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2006. – 652 с.
49. Изосимов, Д.Б. Алгоритмы векторно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения / Д.Б. Изосимов, С.В. Байда // Электротехника. – 2004. – №5. – С. 21–31.
50. Изосимов, Д.Б. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока / Д.Б. Изосимов, В.Ф. Козаченко // Электротехника. – 1999. – №4. – С. 41 – 51.
51. Ильинский Н.Ф. Вентильно-индукторный привод для лёгких электрических транспортных средств / Н.Ф. Ильинский, М.Г. Бычков // Электротехника. – 2000. – № 2. – С. 28 – 31.
52. Ильинский, Н.Ф. Вентильно-индукторный электропривод перед выходом на широкий рынок / Н.Ф. Ильинский // Приводная техника. – 1998.– № 3. – С. 2 – 5.
53. Ильинский, Н.Ф. Электропривод в современном мире / Н.Ф. Ильинский // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – Спб. 2007. – С. 17 – 19.
54. Каган, В.Г. Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений / В.Г. Каган. - М. : Энергия, 1975. – 241 с.
55. Карташев, Е. Электролитические конденсаторы для силовой электроники / Е. Карташев // Силовая электроника. – 2007. – №4.
56. Ключев, В.И. Теория электропривода: учеб. для вузов / В.И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

57. Ключев, В.И. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов: учебник для вузов / В.И. Ключев, В.М. Терехов. – М.: Энергия, 1980. – 360 с.
58. Козаченко, В.Ф. Перспективная микропроцессорная элементная база и опыт разработки современных систем управления электроприводами и силовыми преобразователями энергии / В.Ф. Козаченко // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2010. – Вып. 3. – Ч.2. – С. 14 – 28.
59. Козаченко, В.Ф. Перспективные типы тяговых электроприводов/ В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, А.М. Русаков // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу: ФГБОУ ВПО ИГЭУ. – Иваново, 2012. – С. 16 – 21.
60. Козаченко, В.Ф. Создание высокопроизводительных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода: дис. - докт. техн. наук / В.Ф. Козаченко. – М, 2007. – 326 с.
61. Козина, Т.А. Система импульсно-векторного управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора: дис. - канд. техн. наук : специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы / Т. А. Козина. – Челябинск, 2012. – 192 с.
62. Козярук, А.Е. Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода / А.Е. Козярук, В.В. Рудаков // Электротехника. – 2005 – № 9. – С. 8 – 14.
63. Козярук, А.Е. Структура, состав и алгоритмы управления высокоэффективными электроприводами газоперекачивающих агрегатов/ А.Е. Козярук, Б.Ю. Васильев // Электротехника. – 2013 – № 2. С. 43 – 51.
64. Кононенко, Е. В. Синхронные реактивные машины / Е. В. Кононенко. – М. : Энергия , 1970. – 208 с.
65. Крановое электрооборудование: Справочник / Под ред. А.А. Рабиновича. – М.: Энергия, 1979. – 238с.
66. Красовский, А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: дис.- д-ра техн. наук / А.Б. Красовский. – М, 2003. – 317 с.
67. Лемешко, Б.Ю. Методы оптимизации: Конспект лекций / Б.Ю. Лемешко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. - 126 с.
68. Макаров, Л.Н. Особенности работы асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе частотного регулирования / Л.Н. Макаров, С.В. Ястреба // Электроприводы переменного тока: труды международной 14 научно-технической конференции. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2007, – С. 227 – 230.
69. Математическая модель электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Журавлев А.М., Белоусов Е.В., Бычков А.Е., Кодкин В.Л., Гладышев С.П. //Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. 2012. – № 37 (296). – С. 34 – 37.
70. Маурер, В.Г. Средства частотного анализа элементов, устройств и систем управления вентильных электроприводов: Учебное пособие/ В.Г. Маурер. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 1998. – 120 с.

71. Методика расчета электродвигателей и генераторов на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов и др. // Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2009. Сборник №17. – С.43 – 47.
72. Моделирование электропривода активного прицепа / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного уни-верситета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №2. – С. 106 – 114.
73. Монюшко, Н.Д. К определению размеров рифления массивных полюсных наконечников / Н. Д. Монюшко // Электротехника. – 1969. – N 4. – С. 21 – 23.
74. Морозов, Д.П. К теории электромеханических процессов станов холодной прокатки. Вестник электропромышленности. 1944. - №3. – С. 16 – 19.
75. Нейман, Л.Р. Теоретические основы электротехники/ Л.Р. Нейман, К.С. Демерчян. – Изд. 2-е, стереотип. – Л.: Энергия, 1975. – Т1. – 522 с.
76. Новые высокомоментные энергосберегающие электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Известия ТулГУ. Технические науки – 2010. – Вып. 3. – Ч.4. – С.71 – 76.
77. Новые направления развития регулируемых электроприводов / М.Г. Бычков, В.Ф. Козаченко, Л.М. Миронов и др. // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 23 – 25.
78. Нос, О.В. Математическая модель асинхронного двигателя при энерго-оптимальном управлении вектором тока статора / О.В. Нос // Материалы второй научно-техн. конф. с международным участием “Электротехника, электромеханика и электротехнологии”/ под ред. Н.И. Шурова. – Новосибирск: НГТУ. – 2005. – С. 91 – 95.
79. Нос, О.В. Оптимальное векторное управление асинхронным двигателем по критерию минимума токов статора / О.В. Нос // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – С. 79 – 85.
80. Онищенко, Г.Б. Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания / Г.Б. Онищенко, И.Л. Локтева. – М.: Энергия, 1979. – 133 с.
81. Оптимальная форма линейной нагрузки в синхронном реактивном двигателе независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.С. Герасимов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2003. – Вып. 3. – № 11(27) – С. 80 – 83.
82. Оптимизация параметров электромеханической системы в следящем электроприводе с упругими связями / Ю.С. Усынин, Ю.С. Шестаков, В.И. Смирнов и др. // Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей: Сб. научн. тр. – Челябинск: ЧПИ, 1987. – С. 54 – 58.
83. Опыт разработки тяговых электрических машин для перспективных транспортных силовых установок / М.С. Драгомиров, С.А. Журавлев, А.М. Зайцев, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводе “АЭП–2012”.– Иваново, 2012. – С. 431 – 436

84. Орлов А. И. Экспертные оценки. Учебное пособие. М.: ИВСТЭ, 2002. – 31 с.
85. Основы теории электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин, М.А. Григорьев и др. // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП–2012”. – Иваново, 2012. – С. 31 – 34.
86. Особенности расчета электромагнитного момента синхронных реактивных двигателей независимого возбуждения // Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. научн. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 16 – 24.
87. Остроухов В.В. Электропривод стана холодной прокатки труб: дис. - канд. техн. наук / В.В. Остроухов. – Челябинск, 2012. – 153 с.
88. Панкратов, В.В. Алгоритмы энергосберегающего управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электротехника, электромеханика и электротехнологии: материалы третьей науч.-техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – С. 61 – 65.
89. Панкратов, В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов В.В., Д.А. Котин // Электротехника. – 2009. – №12. – С. 13 – 19.
90. Панкратов, В.В. Метод многокритериальной оптимизации алгоритмов векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Изв. вузов. Электромеханика. – 2002. – № 2. – С. 44 – 49.
91. Панкратов, В.В. Многокритериальная оптимизация систем векторного управления асинхронными электроприводами / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Электричество. – 2002. – № 4. – С. 40 – 46.
92. Панкратов, В.В. Новый подход к решению задач экстремального управления в асинхронном электроприводе / В.В. Панкратов, Е.А. Зима // Труды IV Международной (XV Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу “Автоматизированный электропривод в 21 веке: пути развития” (АЭП 2004, Магнитогорск, 14–17 сентября 2004 г.). Магнитогорск. – 2004. – Ч. 1. – С. 129 – 131.
93. Панкратов, В.В. Оптимальное управление моментом асинхронного двигателя на основе метода непрерывной иерархии каналов регулирования / В.В. Панкратов // Электротехника, электромеханика и электротехнологии ЭЭЭ-2007: материалы третьей науч. -техн. конф. с международным участием. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – С. 44 – 50.
94. [Параметрическая оптимизация частотнорегулируемых электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, С.П. Лохов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 18. – №37\(296\). – С. 30 – 33.](#)
95. Пат. 2240640 Российская Федерация, МПК Н 02 G 1/02. Синхронный реактивный генератор автономной энергетической установки и способ управления им / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. – № 2003118611/09; заявл. 20.06.03; опубл. 20.11.04, Бюл. №32.

96. Пат. 2346376 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/24. Синхронная реактивная машина / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, С.А. Чупин – № 2007126685 заявл. 12.07.2007; опубл. 10.02.2009, Бюл. №4.

97. Пат. 2408967 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146993/07(066964) заявл. 17.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

98. Пат. 2408972 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 27/04, Н 02 Р 25/08, Н 02 Р 19/10. Электропривод с синхронной реактивной машиной и способ управления им / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009148381/07(071468) заявл. 24.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1.

99. Пат. 2408973 Российская Федерация, МПК Н 02Р 27/05. Асинхронный электропривод с фазным ротором/ Ю.С. Усынин, А.В. Валов, Т.А. Козина, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е. – №2009148035/07(070970) заявл. 23.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

100. Пат. 2422972 Российская Федерация, МПК Н 02 К 19/10, Н 02 К 19/24, Н 02 К 29/03. Синхронная реактивная машина/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, Шишков А.Н., Бычков А.Е., Валов А.В. – №2009146987/07(066958) заявл. 17.12.2009.; опубл. 27.06.2011, Бюл. №18.

101. Петров, Ю.П. Оптимальное управление электроприводом. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.

102. Поляк, Б.Т. Введение в оптимизацию. – М.: Наука, 1983. – 384 с.

103. Поляков, В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В.Н. Поляков, Р.Т. Шрейнер; под общ. ред. Р.Т. Шрейнера. – Екатеринбург: УГТУ УПИ, 2006. – 420 с.

104. Поляков, В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов переменного тока./ В.Н. Поляков// Дисс. д-ра техн. наук. – Екатеринбург, 2009. – 496 с.

105. Попов, В.И. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА / В.И. Попов, Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров. – М.: Изд-во «Знак», 1999. – 256 с.

106. Потери в регулируемых электроприводах при разных законах управления / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2010. – Вып. 13. – № 14(190). – С. 47 – 51.

107. Программный комплекс для исследования эксплуатационных режимов электроприводов буровых установок / А.М. Зюзев, В.М. Липанов, В.П. Метельков и др. // Электротехника. – 2003. – № 7. – С. 25 – 31.

108. Проект создания на базе ФГУП УКВЗ (г. Усть-Катав) Инновационного центра развития инфраструктуры городского транспорта и пригородного общественного транспорта // Презентация. – Усть-Катав, 2010. – 232 с.

109. Проектирование электрических машин: учебн. для вузов. / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. Под ред. И.П. Копылова. – 4-е изд., перераб. и доп. – Изд. Юрайт, 2011. – 767 с.

110. Развитие частотных методов синтеза электроприводов с синхронными электрическими машинами / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2011. – Вып. 16. – №34(251). – С. 21 – 27.

111. Разработка и освоение асинхронных электродвигателей энергоэффективной серии 7AVE: некоторые итоги и дальнейшие задачи / В.Я. Беспалов, А.С. Кобелев, О.В. Кругликов, Л.Н. Макаров // тр. VIII Международной (XVIII Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу (АЭП–2012). – Иваново, 2012. – С. 13 – 16.

112. Разработка и применение программных средств для исследования систем электропривода / М.Ю. Бородин, А.М. Зюзев, А.В. Костылев и др. // Электротехника. – 2004. – № 9. – С. 21 – 24.

113. Разработка основ теории энергосберегающего вентильного электропривода на базе синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения: отчет о НИР: гк № 02.442.11.7281 от 28.02.2006 / рук. М.А. Григорьев; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2006. Т1, Т2.

114. Розанов, Ю.К. Силовая электроника: учебник для вузов / Ю.К. Розанов, М.В. Рябчицкий, А.А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

115. Розанов, Ю.К., Флоренцев С.Н. Силовая электроника в электроприводе // Приводная техника. – 1997. – №5. – С. 9 – 13.

116. Рудаков, В.В. Системы управления электроприводов (Прямое управление моментом): Учебное пособие / В.В. Рудаков, А.Е. Казярук. – СПб, 2007. – 75 с.

117. Садовский, Л.А. Электродвигатели с переменным магнитным сопротивлением для современного регулируемого электропривода / Л.А. Садовский, В.Л. Виноградов // Электротехника. – 2000. – № 2. – С. 54 – 59.

118. Самосейко, В.Ф. Оптимальное управление асинхронным двигателем с фазным ротором / В.Ф. Самосейко, Ф.А. Гельвер // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18-21 сентября 2007 г. – СПб., 2007. – С. 119 – 122.

119. Сарапулов, Ф.Н. Развитие математических моделей тепловых процессов в линейных асинхронных двигателях / Ф.Н. Сарапулов, В.В. Гоман // Электротехника. – 2009. – № 8. – С. 11 – 17.

120. Сарапулов, Ф.Н. Особенности моделирования линейных асинхронных двигателей с различными обмотками индуктора на основе детализированных схем замещения / Ф.Н. Сарапулов, С.В. Иваницкий, В.В. Гоман // Изв. вузов “Электромеханика”. – 2009. – № 5. – С. 18 – 24.

121. Сарваров, А.С. Асинхронный электропривод на базе НПЧ с программным формированием напряжения / А.С. Сарваров. – Магнитогорск: МГТУ, 2002. – 236 с.

122. Свид. № 2011612473 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Расчет частотных характеристик звеньев и систем с амплитудной модуляцией / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Т.Т. Москов – №2011610566 заявл. 01.02.2011.; зарегистр 24.03.2011.

123. Свид. № 2011617186 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета переходных процессов быстродействующих систем

электроприводов/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин, Е.В. Белоусов – №2011615635 заявл. 26.07.2011.; зарегистр 15.09.2011.

124. Свид. № 2011617294 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета параметров новых типов электрических машин/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов – №2011615448 заявл. 21.07.2011.; зарегистр 19 сентября 2011.

125. Свид. № 2012611914 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета электрических потерь в вентильном преобразователе/ Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин Е.В. Белоусов – №2011619898 заявл. 21.12.2012.; зарегистр 20.02.2012.

126. Свид. № 2013619009 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета угловых характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 20133616616; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013.

127. Свид. № 2013619011 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета частотных характеристик синхронных электроприводов с распараллеливанием на 12 каналов/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. - № 2013616617; заявл.26.07.2013; зарегист. 24.09.2013.

128. Свид. №2013619100 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета среднего значения индукции в электрических машинах переменного тока/ М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.М. Журавлев, и др. – № 2013616608; заявл.26.07.2013; зарегист. 25.09.2013

129. Сидоров, О.Ю. Методы конечных элементов и конечных разностей в электромеханике и электротехнологии / О.Ю. Сидоров, Ф.Н. Сарапулов, С.Ф. Сарапулов. - М.: Энергоатомиздат, 2010 – 331 с.

[130. Синтез системы управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.П. Гладышев, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 18. – №37\(296\). – С. 38-41.](#)

131. Соколинский, Л.Б. Параллельные вычислительные системы / Л.Б. Соколинский, М.Л. Цымблер, Т.Ю. Лымарь // Презентация. - Челябинск, 2009.

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

133. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. / под ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 492 с.

134. Терехов, В.М. Исследование и разработка высокоточных многодвигательных следящих электроприводов для широкого класса наземных антенных установок: Дисс. - докт. техн. наук: 05.09.03. – М., 1981. – 292 с.

135. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под ред. В.М. Терехов. – М.: Издательский центр “Академия”, 2005. – 305 с.

136. Терзян, А.А. Об углах треугольной сетки для расчета магнитных полей методом конечных элементов / А.А. Терзян, Г.С. Сукиасян, А.Е. Пароникян // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер. ТН. 2007. - Т. LX. - № 3. - С.523-532.

137. Тиммер, Р. Эффективность электрического двигателя / Р. Тиммер, М. Хелинко, Р. Эскола // Энергоэффективность. – АББ Ревю, 2/2007. – С. 81 – 84.

138. Тищенко, Н.А. Об оптимальном передаточном числе редуктора в электроприводе летучих ножниц / “Вестник электропромышленности”. – №8. – 1934.

139. Тяговый электропривод активного прицепа трубовоза / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Т.13. – № 1. – С. 137 – 144.

140. Тяговый электропривод КТ-1 трамвайного вагона с двигателем независимого возбуждения и электронным контроллером / А.В. Горбатов, Н.Л. Дружкова, А.Н. Крайзман, А.М. Рафиков // Вестник ГЭТ России – 2001. – №1(40) – С. 13 – 18.

141. Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии / Д. Уайт, Г. Вудсон. – М.–Л.: Энергия, 1964. – 528 с.

[142. Удельные показатели электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2008. – Вып. 9. – № 11\(111\). – С. 52 – 53.](#)

143. Усовершенствованный энергосберегающий способ управления насосом в системе водоснабжения зданий / Е.В. Бычков, Н.Ф. Ильинский, А.В. Сорокин, Ю.А. Крылов // Сборник материалов V Международной (16 Всесоюзной) конференции по автоматизированному электроприводу: 18–21 сентября 2007 г. – Спб, 2007. – С. 511–513.

144. Усынин Ю.С. Следящие дифференциальные электроприводы автономных объектов: дисс. - д-ра техн. наук / Ю.С. Усынин. – Челябинск, 1994. – 241с.

145. Усынин, Ю.С. Расчет экономии электроэнергии на насосной станции городского водозабора / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Дзюба // Электрические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. Вып. 6 / под ред. А.С. Сарварова, К.Э. Одинцова. – Магнитогорск: МГТУ, 2001. – С. 137 – 140.

146. Усынин, Ю.С. Силовые цепи вентильных электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов. Электротехнические системы и комплексы: Межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2004. – вып. 8. С. 13 – 17.

147. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.

148. Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебн. пособие / Ю.С. Усынин. - Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 174 с.

149. Усынин, Ю.С. Частотные характеристики канала регулирования момента в синхронных электроприводах / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электричество. – 2012. – № 4. – С. 54 – 59.

[150. Усынин, Ю.С. Электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов // Электричество. – 2007. – №3. – С.21 – 26.](#)

151. Флоренцев, С.Н. Результаты и планы создания комплектного тягового электрооборудования электромеханических трансмиссий транспортных средств / С.Н. Флоренцев, Д.Б. Изосимов // Тр. VII Международной (XVIII Всероссийской) науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу “АЭП-2012”. – Иваново, 2012. – С. 438 – 445.

152. Хватов, О.С. Электромеханические процессы в судовой валогенераторной установке на основе машины двойного питания: Учеб. пособие для студентов оч. и заоч. обучения специальностей 18.04 и 18.09 / О.С. Хватов. – Н. Новгород: Волж. гос. акад. вод. трансп., каф. электротехники и электрооборудования, 2000. – 60 с.

153. Холодная прокатка труб / З.А. Кофф, П.М. Соловейчик, В.А. Алешин, М.А. Гриншпун. – Свердловск, 1962. – 432 с.

154. Цытович, Л.И. Адаптивная интервало-кодовая двоично-десятичная интегрирующая синхронизация систем управления силовыми вентильными преобразователями / Л.И. Цытович, О.Г. Брылина, М.М. Дудкин, Р.М. Рахматулин // Электротехника. – 2013. – № 3. – С. 8 – 15.

155. Цытович, Л.И. Развертывающие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматики: дисс.- докт. техн. наук. / Л.И. Цытович. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.

156. Цытович, Л.И. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Л.И. Цытович, Р.М. Рахматулин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35 – 41.

157. Цытович, Л.И. Элементы и устройства систем управления тиристорными преобразователями: Учебник для ВУЗов // Л.И. Цытович, В.Г. Маурер – Челябинск: ЮУрГУ, 1998. – 274 с.

158. Черных, И.В. Моделирование многодвигательного линейного асинхронного электропривода конвейерного поезда / И.В. Черных, Ф.Н. Сарапулов, С.В. Карась, П.И. Захарченко // Электротехника. – 2000. – №8. – С. 40 – 42.

159. Чернышев, А.Ю. Электропривод переменного тока: учебн. пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.

160. Шапиро, Л.Я. Машины двойного питания: учеб. пособие / Л.Я. Шапиро. – М.: МЭИ, 1983. – 60 с.

161. Шевченко, С.Б. Способы снижения потерь в асинхронном двигателе при векторном управлении / С.Б. Шевченко // Электроприводы переменного тока: тр. Международной четырнадцатой науч.-техн. конф. – Екатеринбург: ГОУ ВТО УГТУ-УПИ, 2007. – С. 153 – 156.

162. Шенфельд, Р. Автоматизированные электроприводы: пер. с нем. / Р. Шенфельд, Э. Хабигер; под ред. Ю.А. Борцова. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 464 с.

163. Шмитц, Н. Введение в электромеханику / Н. Шмитц, Д. Новотный/ Пер. с англ. – М.: Энергия, 1969. – 366 с.

164. Шпаковский, Г.И. Алгоритм параллельного решения СЛАУ методом Гаусса – Зейделя / Г.И. Шпаковский, А.Е. Верхотуров // Вестник БГУ. Сер. 1. – 2007. – №1. – С. 44 – 48.

165. Шрейнер, Р.Т. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом с ориентацией поля ротора / Р.Т. Шрейнер, В.Н. Поляков // Электротехника. – 1998. – № 2. – С. 23 – 29.
166. Экланд, И. Выпуклый анализ и вариационные проблемы/ И. Экланд, Р. Темам / Пер. с англ. В.М. Тихомирова. – М.: Мир, 1979. – 400 с.
167. Экспериментальные частотные характеристики электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями частоты / Ю.С. Усынин, С.М. Бутаков, М.А. Григорьев, и др. // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2002. – Вып. 2. – № 7(16) – С. 67 – 69.
168. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, Г.В. Караваев, М.А. Григорьев // Труды III Международной (XIV Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу “АЭП–2001” (Н. Новгород 12–14 сентября 2001 г.) / под ред. С.В. Хватова. – Н. Новгород. “Вектор–ТиС”, 2001. – С. 106 – 107.
169. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, Н.Д. Монюшко, М.А. Григорьев, Г.В. Караваев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2001. – Вып. 1. – № 4(04). – С. 70 – 76.
170. Электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения для станков холодной прокатки труб / Ю.С. Усынин, С.П. Лохов, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, Е.В. Белоусов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2012. – Вып. 17. – №16(275). – С. 107 – 110.
171. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя / А.Г. Гарганеев, А.Т. Яровой, Л.Ю. Бабушкина и др. // Известия Томского политехнического университета. – 2005. №7. – С. 130 – 134.
172. Энергосберегающие электроприводы на основе новых типов электрических машин и вентильных преобразователей: отчет о НИР: гк № П1442 от 03.09.2009/ рук. М.А. Григорьев; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2009. Т1, Т2, Т3.
173. Энергосбережение в электроприводах тягодутьевых механизмов многосвязных объектов / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Д.И. Кашаев, Т.Т. Москов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2011. – Вып. 15. – №15(232). – С. 40 – 45.
174. Энергосбережение в электроприводе: монография / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, С.М. Бутаков. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2011. – 104 с.
175. Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжелыми условиями эксплуатации: гк № 14.740.11.1100 от 24.05.2011/ рук. М.М. Дудкин; исполн. М.А. Григорьев. – Челябинск, ЮУрГУ, 2012. Т1, Т2, Т3, Т4, Т5, Т6.
176. ABB Review. – 2011. № 1 – 8 p.
177. ACS880-01 hardware manual. 3AUA0000078093. – 2013. – 223 p.
178. Bin Wu. High-Power Converters and AC Drives/ Bin Wu// IEEE Press – 2006. – 317 p.

179. Electric Drive of an Industrial Tractor / U.S. Usinin, M.A. Grigoryev, A. Shishkov, A. Bychkov, E. Belousov // SAE Commercial vehicle engineering congress 2013 13CV-0101/2013-01-2469.

180. Generator for Vehicle Applications, Based on the Field Regulated Reluctance Machine / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev // World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2008 World Congress; Detroit, MI; United States; 14 April 2008 through 17 April 2008; Code 85694.

181. Grigorev, M. System of the Electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine/ M. Grigorev // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 10. P. 560 – 565.

182. Grigorev, M.A. The electric Drive with Field Regulated Reluctance Machine / M. Grigorev // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13. – №1. – С. 118 – 123.

183. High output synchronous reluctance motor and drive package. / ABB // REV. – 2012 – 8 p.

184. <http://blog.amartynov.ru/archives/Подробнее про теорему Котельникова и дискретизацию сигналов>

185. <http://epa.susu.ac.ru/726.html>

186. http://supercomputer.susu.ac.ru/computers/skif_avrora/

187. <http://www.teslamotors.com/models/features#/performance>

188. <http://www.top500.org/>

189. Law, D. Design and Performance of Field Regulated Reluctance Machine /D Law, A. Chertok, T. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications.– 1998. – Vol. 30. – № 5.– P. 1185 – 1192.

190. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part I: Model Development / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.– 2000. – №1. – Vol. 11. – P. 49 – 56.

191. Law, J. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part II: Saturation Modeling and Results / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion.– 2000. – №1. – Vol. 11. – P. 56 – 62.

192. Lipo, T. Advanced Motor Technologies: Converter Fed Machines / T. Lipo // Transactions on energy conversion – 1998. – P. 204 – 222.

193. Moghaddam, R.R. Synchronous Reluctance Machine Design / R.R. Moghaddam – Stockholm, 2007. – 90 p.

194. New Brushless Synchronous Machine For Vehicle Application / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, S.P. Gladyshev // World Congress Exhibition, Detroit, MI, USA, 2007 World Congress; Detroit, MI; United States 16 April 2007 through 19 April 2007; Code 90239.

195. Pulse Vector Control of Wound Rotor Induction Motor / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov and // SAE Paper 2010-01-0703, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.

196. Ruppert J. A Delaunay Refinement Algorithm for Quality 2-Dimensional Mesh Generation, NASA Ames Research Center, Submission to Journal of Algorithms, 1994.

197. Sinamics S120 6SL3 097-2AP00-0BP6 – Siemens – 1816 p.

198. Switching Losses in the Rotor of the Field Regulated Reluctance Machine / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE Paper 2010-01-0485, SAE 2010 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 13 April 2010 through 13 April 2010; Code 87929.

199. Synchronous motor AMZ0900LT06 LSB - Mechel HSM. ABB, 2011 – 499 p.

200. The Electric Drive of a Tram with a Average Floor / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov// SAE International 2008, Powertrains, Fuels and Lubricants Congress, Shanghai, CHINA, 2008-01-1828, 2008 SAE International Powertrains, Fuels and Lubricants Congress; Shanghai; China; 23 June 2008 through 25 June 2008; Code 90787.

201. The Losses in Control Electric Drives of Transport Mechanisms at Different Controlled Laws / Yu. S. Usinin, M.A. Grigorjev, A.N. Shishkov, A. Bychkov, S.P. Gladyshev // SAE Paper 2011-01-0039, SAE 2011 World Congress and Exhibition; Detroit, MI; United States; 12 April 2011 through 14 April 2011; Code 91197.

202. Toliat H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMAC) motors with Modified Stator Windings/ Toliat H., Rahman K., Shet D. // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P.1004 – 1010.

203. Toliat, H. Sensorless Operation of Permanent Magnet AC (PMAC) motors with Modified Stator Windings / H. Toliat, K. Rahman, D. Shet // IEEE Transaction on Energy Conversion.– Dec. 1999. – Vol. 14. – P. 1004 – 1010.

204. Toliyat H. A Five-Phase Reluctance Motor with High Specific Torque / Toliyat H., Xu L., Lipo T.A. // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 28. – №3. – P. 559 – 667.

205. Toliyat H. Analysis and Simulation of Five-Phase Variable-Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13. – №4.– P. 748 – 756.

206. Toliyat, H. A DSP-Based Vector Control of Five-Phase Synchronous Reluctance Motor/ H.Toliyat, R. Shi, H. Xu // 0-7803-6404-X/00/\$10.00 (C) 2000. P. 1- 7.

207. Toliyat, H. Analysis and Simulation of Five-Phase Synchronous Reluctance Machines Including Third Harmonic of Airgap MMF / H. Toliyat // IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 2, MARCH/APRIL 1998. P. 332-339.

208. Toliyat, H. Simulation and Detection of Dynamic Air-Gap Eccentricity in Salient-Pole Synchronous Machines / H. Toliat, N. Al-Nuaim // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1999. – Vol. 35. – №1. – P. 86 – 93.

209. Unidrive SP User Guide. Issue Number: 12. Part Number: 0471-0000-12 – Emerson – 304 p.

210. Usinin, Yu.S. ELECTRIC DRIVE WITH A FIELD-REGULATED RELUCTANCE MACHINE / Yu. S. Usinin, M. Grigorev, A. Shishkov // Russian Electrical Engineering. – 2013. – Volume 84. Issue 3. P. 149 – 154.

211. Vagati A., Franceschini G., Marongiu I., Troglia G.P. Design Criteria of Performance Synchronous Reluctance Motors.// IEEE-IAS Annual Meeting Houston (USA), October 1992.

212. Vagati, A. Advanced Motor Technologies: Synchronous Motors and Drives / A. Vagati // IEEE Transactions on Energy Conversion – 1998. – P. 223 – 227.

213. Weh, H. On the Development of Inverter Fed Reluctance Machines for High Power Densities and High Output / H. Weh // ETZ Archiv, Bd. 6, 1984. – P. 135 – 144.

214. Weight and Dimensional Parameters of a Power Drive for Electrical Vehicle / U.S. Usinin, M.A. Grigoriev, K.M. Vinogradov// Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, Florence, ITALY. 09SFL-0251, Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, SFL 2009; Florence; Italy; 15 June 2009 through 15 June 2009; Code 90682.



Ч Т П З

Открытое акционерное общество «Челябинский трубопрокатный завод»



УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер ОАО ЧТПЗ

С.Н. Филатов

19 сентября 2013

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Комиссия в составе:

Председатель - А.Ю. Мыльников – главный энергетик ОАО ЧТПЗ.

Члены комиссии: Бельков В.Е. – главный электрик ОАО ЧТПЗ;

Ромин Д.А. - начальник ЦЭТЛ

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. "Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям", представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО "Челябинский трубопрокатный завод". Характеристика переданных разработок:

1. Предложены методы оптимального выбора силовых элементов для электропривода подачи стана холодной прокатки труб ХПТ 450, что позволило повысить точность позиционирования трубы, производительность стана на 5-10 %;

2. Предложены новый класс синхронных реактивных электроприводов с существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту без увеличения габаритов двигателя и усложнения системы управления, благоприятными массогабаритными показателями, сверхвысокими угловыми скоростями. За счет этого удалось поднять отношение M/J двигателя (ускорение) и тем самым снизить время позиционирования рабочего органа.

3. Новые конструкции электроприводов, обладающих повышенной надёжностью, улучшенными массогабаритными характеристиками, упрощенными схемами силовых цепей (Пат. 2346376 РФ), позволяющие снизить уровень пульсаций электромагнитного момента (Пат. 2408967 РФ) и уменьшить нагрев поверхности ротора (Пат. 2422972 РФ), что достигается за счет совершенствовании конструкций электромеханических преобразователей, в том числе рациональной схемой обмотки статора, форм пакета сердечника магнитопровода сердечника статора, рифлением внешней поверхности массивного ротора).

**Расчет ожидаемого экономического эффекта
от внедрения результатов диссертационной работы Григорьева М.А.
в цехе №5 ОАО «ЧТПЗ»**

Исходные данные для расчета:

1. По технологическим данным ОАО «ЧТПЗ» за 9 месяцев цехом №5 произведено около 15272 тонн труб. Себестоимость каждой тонны трубы 40 тыс. рублей.

2. Внедрение электропривода с СРМНВ на привод подачи стана ХПТ-450 обеспечивает снижение времени пуско-тормозных режимов на 50% и увеличение производительности стана на 5-10%.

Экономические показатели производства вследствие внедрения результатов диссертационной работы представлены в таблице:

Параметр	Технический показатель	Экономический показатель	
		Единица измерения	Значение
Себестоимость трубы в год до модернизации		тыс.руб./т	40,000
Условно постоянные расходы на содержание цеха		тыс.руб / год	64 700
Произведено труб в т/год до модернизации	20 362		
Примерное количество труб в год до модернизации в шт	13 575		
Себестоимость производства труб до модернизации в год		тыс. руб/год	814 480
Переменные затраты на производство труб в год		тыс. руб/год	749 780
Произведено труб в т/год после реконструкции	21 380		

Примерное количество труб в год после модернизации в шт	14 253		
Переменные затраты на производство труб в год после реконструкции		тыс. руб/год	787 269
Себестоимость производства труб после модернизации в год		тыс. руб/год	851 969
Себестоимость трубы в год после модернизации		тыс.руб./т	39,849
Ожидаемый экономический эффект		тыс.руб. / год.	3 235,000

Вывод:

Таким образом, ожидаемый экономический эффект для стана холодной прокатки труб ХПТ 450 с электроприводом на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения составит около 3,0 млн. рублей.

Председатель

А.Ю. Мыльников

Члены комиссии:

В.Е. Бельков

Д.А. Ромин



А.Н. Самсонов
01 марта 2013

АКТ
об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Комиссия в составе:

Председатель - В.Я. Слепнев – зам. генерального директора по науке и технологиям

Члены комиссии: Дурманов Н.В. – начальник отдела автоматизации
Балюк А.А. – начальник отдела автоматизации

грузоподъемных механизмов
составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. "Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям", представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ООО Научно-технический центр "Приводная техника".

Характеристика переданных разработок:

1. Предложен новый класс синхронных реактивных электроприводов с независимым управлением по каналу возбуждения существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту без увеличения габаритов двигателя и усложнения системы управления, благоприятными массогабаритными показателями, сверхвысокими угловыми скоростями. За счет этого удалось поднять отношение M/J двигателя (ускорение) и тем самым снизить время позиционирования рабочего органа.

2. Предложены и используются методы оптимального выбора силовых элементов для тягового электропривода трактора ДЭТ 400, что позволило улучшить удельные массогабаритные показатели электропривода за счет лучшего использования активных материалов электромеханического преобразователя.

3. Алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие предельные характеристики системы.

3. Новые конструкции электромеханических преобразователей, обладающих повышенной надёжностью, улучшенными массогабаритными характеристиками, упрощенными схемами силовых цепей (Пат. 2346376 РФ), позволяющие снизить уровень пульсаций электромагнитного момента (Пат. 2408967 РФ) и уменьшить нагрев поверхности ротора (Пат. 2422972 РФ), что достигается за счет совершенствовании конструкций электромеханических преобразователей, в том числе рациональной схемой обмотки статора, форм пакета сердечника магнитопровода сердечника статора, рифлением внешней поверхности массивного ротора).

**Расчет экономического эффекта
от внедрения результатов диссертационной работы
Григорьева М.А.
в ООО НТЦ "Приводная техника"**

Исходные данные для расчета:

1. Альтернативный вариант тягового электропривода трактора ДЭТ 400 реализуется на базе СРМНВ.

2. Количество выпускаемой продукции электрооборудования для тракторов ДЭТ 400 в год составляет около 200 единиц.

Экономический эффект появляется за счет улучшения массогабаритных показателей системы при снижении расхода активных материалов (минимум на 3-10%) и сохранении массогабаритных показателей полупроводникового преобразователя. Количественное сопоставление экономического эффекта выполнялось при условии одинаковых объемов реализации продукции (см. табл.):

Параметр	Технический показатель	Экономический показатель	
		Единица измерения	Значение
Себестоимость электрооборудования трактора ДЭТ400 реализованного на ВИП		тыс. руб/год	3 000,000
Количество тракторов в год		шт	200,000
Реализация		тыс. руб/год	606 000,000
Массогабаритные показатели ВИП, условная единица	1,00	усл. ед	
Массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя ВИП	1,00	усл. ед	
Массогабаритные показатели СРМНВ	0,97	усл. ед	
Массогабаритные показатели полупроводникового преобразователя СРМНВ	1,00	усл. ед	
Себестоимость электрооборудования трактора ДЭТ400 реализованного на СРМНВ		тыс. руб/год	2 970
Реализация		тыс. руб/год	606 000
Ожидаемый экономический эффект		тыс.руб. / год.	6 000,000

Заключение:

Общий экономический годовой экономический эффект внедрения электроприводов с СРМНВ составляет около 6,0 млн. рублей.

Председатель



В.Я. Слепнев

Члены комиссии:



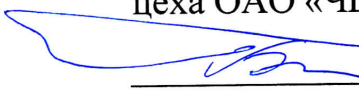
Н.В. Дурманов

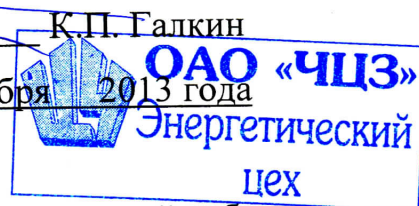


А.А. Балюк

УТВЕРЖДАЮ:

Зам. начальника энергетического
цеха ОАО «ЧЦЗ»


«09» сентября 2013 года



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича на ОАО «ЧЦЗ».

Комиссия: Галкин К.П. – зам. начальника ЭНЦ, председатель
Сабитов Э.Ж. – начальник ГКУ-ЭНЦ, член комиссии
Лукин Н.А. – начальник ТСУ-ЭНЦ, член комиссии

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. “Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и с предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочной способности”, представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО “Челябинский цинковый завод”.

Характеристика переданных разработок:

Результаты работы будут использованы при разработке регулируемых электроприводов воздушных компрессоров на компрессорном участке энергетического цеха. В качестве технического решения предложена система импульсно-векторного управления синхронным реактивным электроприводом для реализации пуско-тормозных режимов компрессорного оборудования и регулирования скорости в небольшом диапазоне. Экономический эффект будет достигаться за счет снижения подачи воздуха регулируемым приводом, при относительно небольших капитальных затратах на электрооборудование, так как в этом случае предпочтение отдается в пользу относительно недорогих тиристорных преобразовательных устройств.

Расчет ожидаемой экономической эффективности представлен в приложении 1.

Расчет ожидаемой экономической эффективности

Для двигателя 600 кВт, установленного на компрессоре, который работает 24 часа в сутки с диаграммой относительного расхода, показанной на рис. 1 выполнена оценка экономии электроэнергии при переходе от регулирования напора воды задвижкой к частотному регулированию скорости двигателя. Режим неглубокого регулирования скорости достигается за счет импульсно-векторной системы управления синхронным реактивным электроприводом с независимым управлением по каналу возбуждения. Режим работы в году - непрерывный в течение 360 дней ($\Pi_{\text{эл.эн.}} = 1,8 \text{ руб/кВт}\cdot\text{ч}$). Рассмотрен вариант замены двигателя компрессора на синхронный реактивный двигатель независимого возбуждения, управляемого тиристорным коммутатором. Выполнено сопоставление сроков окупаемости электропривода с синхронной реактивной машиной, которую подключают к преобразователю частоты на базе IGBT. Во втором случае рассматривался электропривод с синхронной реактивной машиной, которую подключали к тиристорному коммутатору с импульсно-векторной системой управления.

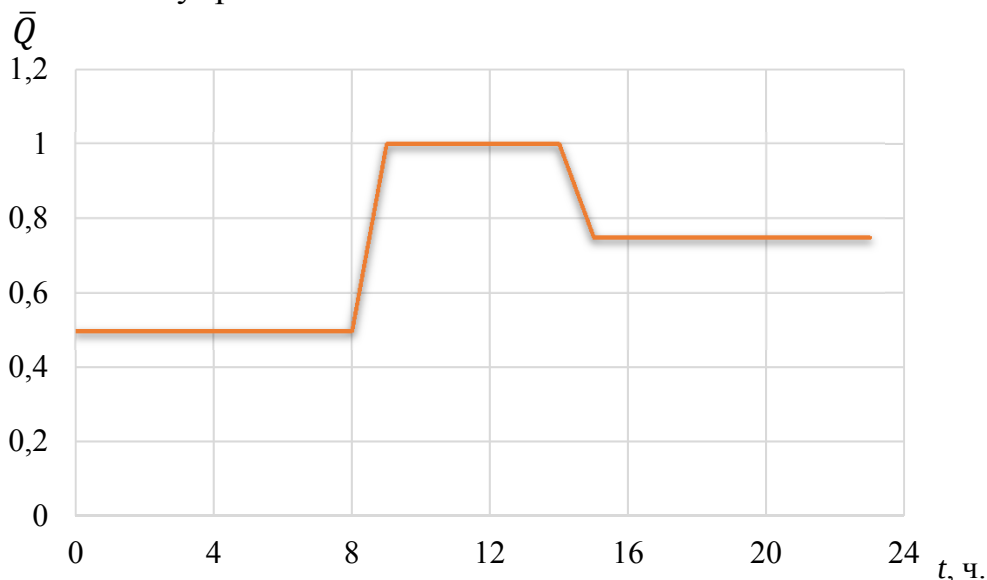


Рис. 1 – Диаграмма относительного расхода за сутки

1) Рассмотрим вариант при переходе от регулирования напора воды задвижкой к частотному регулированию скорости двигателя.

Зарегистрированы номинальные данные двигателя: $P_{\text{дв.}} = 600 \text{ кВт}$, $\eta_{\text{дв.ном}} = 92\%$, $\Pi_{\text{дв}} = 700000 \text{ руб.}$

Измеренная потребляемая мощность при $Q^* = 1$ (полностью открытая заслонка) $P_{\text{макс}} = 600 \text{ кВт}$, а при полностью закрытой заслонке 300 кВт – график 1 на рисунке 2.

Требуемая мощность преобразователя частоты: $P_{\text{пч}} = 650 \text{ кВт}$. Цена преобразователя частоты: $\Pi_{\text{пч}} = 1244000 \text{ руб.}$

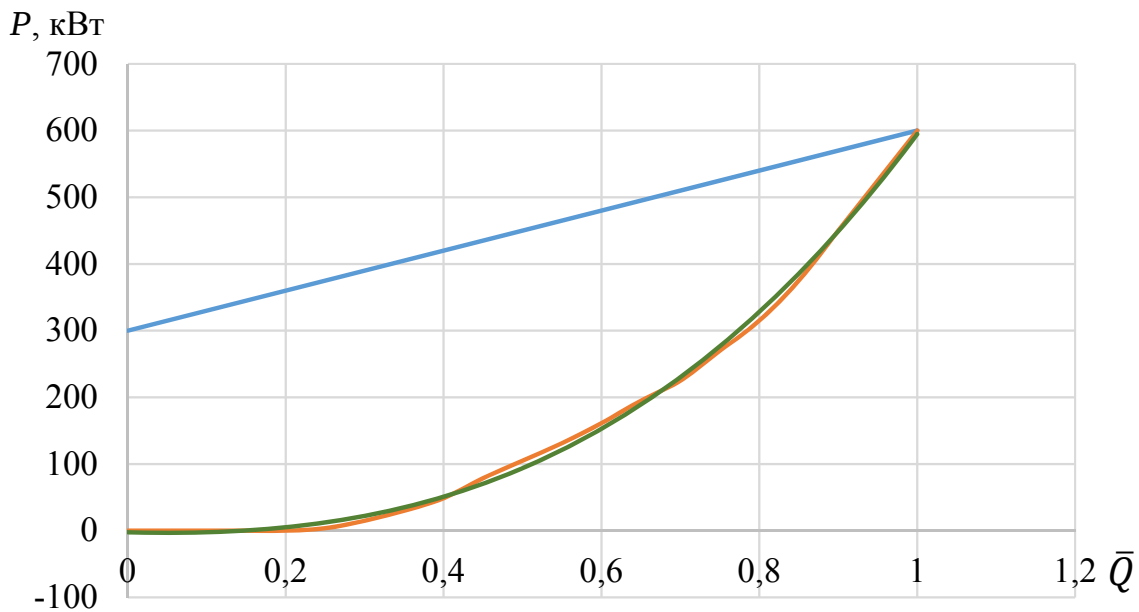


Рис. 2 – Потребляемая мощность в зависимости от расхода

Зависимость $P(Q^*)$ – график 2 на рисунке 2 – была получена экспериментально.

По диаграмме $Q^*(t)$ на рисунке 1 и кривым на рисунке 2 определяют ΔP_1 , ΔP_2 .

Энергия, сэкономленная за цикл (сутки):

$$\Delta \mathcal{E}_{\text{ц}} = \Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 = 250 \cdot 9 + 350 \cdot 9 = 5400 \text{ кВт} \cdot \text{ч}.$$

Энергия, сэкономленная за год :

$$\Delta \mathcal{E}_{\text{год}} = \Delta \mathcal{E}_{\text{ц}} \cdot 360 = 5400 \cdot 360 = 1944000 \text{ кВт} \cdot \text{ч/год}.$$

Срок окупаемости по электроэнергии:

$$T_{\text{ок(эл.эн.)}} = \frac{C_{\text{пч}} + C_{\text{дв}}}{\Delta \mathcal{E}_{\text{год}} \cdot C_{\text{эл.эн.}}} = \frac{1894000}{1944000 \cdot 1,8} = 0,54 \text{ года}.$$

2) Рассмотрим вариант замены двигателя компрессора на синхронный реактивный двигатель независимого возбуждения, управляемого тиристорным преобразователем.

Номинальные данные синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения: $P_{\text{дв.}} = 600 \text{ кВт}$, $C_{\text{дв}} = 650000 \text{ руб.}$

Требуемая мощность тиристорного преобразователя: $P_{\text{тп}} = 650 \text{ кВт}$. Цена тиристорного преобразователя: $C_{\text{тп}} = 620000 \text{ руб.}$

Срок окупаемости по электроэнергии:

$$T_{\text{ок(эл.эн.)}} = \frac{C_{\text{тп}} + C_{\text{дв}}}{\Delta \mathcal{E}_{\text{год}} \cdot C_{\text{эл.эн.}}} = \frac{1270000}{1944000 \cdot 1,8} = 0,36 \text{ года}.$$

Результаты расчета показали, что наибольший экономический эффект достигается в электроприводах с импульсно-векторным управлением. Эта схема принята для внедрения в производственный процесс.

Председатель



К.П. Галкин

Члены комиссии:



Э.Ж. Сабитов



Н.А. Лукин



**«ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)
(ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ))**

Проспект Ленина, 76, Челябинск, Россия 454080,
Тел./факс (351)267-99-00, <http://www.susu.ac.ru/>, e-mail: admin@susu.ac.ru
ОКПО 02066724, ОГРН 1027403857568, ИНН/КПП 7453019764/745301001

УТВЕРЖДАЮ

Ректор ФГБОУ ВПО

«Южно-Уральский государственный
университет» (национальный
исследовательский университет),
д-р техн. наук, профессор

А.Л. Шестаков

09 сентября 2013 г.



Акт

об использовании результатов *докторской диссертационной* работы
Григорьева Максима Анатольевича в учебном процессе

Комиссия в составе:

Председатель – Белоножко А.Т., канд. хим. наук, и.о. декана энергетического факультета, доцент.

Члены комиссии: Цытович Л.И., д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедры электропривода;

Усынин Ю.С., д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры электропривода, составила настоящий акт о том, что результаты докторской диссертационной работы Григорьева М.А. “Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям” используются Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего профессионального образования «Южно-Уральский государственный университет» (национальный исследовательский университет) в учебном процессе при подготовке бакалавров, магистров и аспирантов направления подготовки 140400 “Электроэнергетика и электротехника”.

В дисциплинах учебных планов названного направления, таких как “Электрический привод”, “Теория электропривода”, “Системы управления”

В дисциплинах учебных планов названного направления, таких как “Электрический привод”, “Теория электропривода”, “Системы управления электроприводов”, “Электротехнические комплексы и системы”, “Экспериментальное исследование электроприводов”, используются следующие научные результаты диссертации Григорьева М.А.:

- обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, параметры электрической машины представлены как распределённые;

- метод поэтапной многокритериальной оптимизации, который позволяет выполнять улучшение удельных показателей в электроприводах с предельными характеристиками и реализуется это при учете взаимное влияние звеньев электротехнического комплекса;

- алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие режимы работы с предельными возможностями по перегрузкам и быстродействию. При этом поскольку число степеней свободы управляющих воздействий в многомерной системе управления электроприводом с СРМНВ увеличено, оказывается целесообразным отказаться от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока;

- методика последовательной частной оптимизации для механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у будущих выпускников соответствующей ступени высшего образования более глубокие знания в области новых типов электротехнических комплексов, в которых реализуются энерго- и ресурсоэффективные режимы работы, что является важным и актуальным само по себе, а также существенно повысить качество подготовки кадров по направлению “Электроэнергетика и электротехника”.

Председатель комиссии

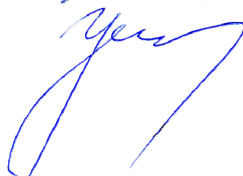


А.Т. Белоножко

Члены комиссии:



Л.И. Цытович



Ю.С. Усынин



УТВЕРЖДАЮ

Главный энергетик ОАО

“Ашинский металлургический завод”

02.11.2012

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Комиссия в составе:

Председатель – С.В. Дурманов – главный энергетик ОАО “Ашинский металлургический завод”

Члены комиссии:

А.В. Петинцев – зам. гл. энергетика ОАО «АМЗ»,

В.Б. Шалашов – начальник ЭТЛ ОАО «АМЗ»,

В.Ю. Варецкий – и.о. электрика ЛПЦ-1

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. “Основы теории вентильного электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения”, представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО “Ашинский металлургический завод” согласно перечня:

1. Методы расчета технико-экономического эффекта от внедрения регулируемых электроприводов переменного тока на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения для технологических объектов ОАО “Ашинский металлургический завод”;

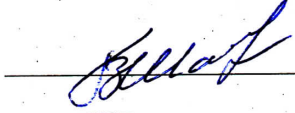
2. Методы частотного синтеза электроприводов при наладке электропривода нажимного устройства стана 2850 Листопрокатного цеха №1.

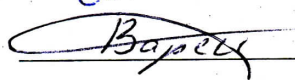
3. Использование в инженерных расчетах метода последовательной частной оптимизации при синтезе сложных технологических объектов, работающих в режиме позиционирования рабочего органа, например при

реализации структур управления нажимным устройством стана 2850, что позволило улучшить точность позиционирования на (15-20) %.

Акт составили:

Зам. гл. энергетика ОАО «АМЗ»  А.В. Петинцев

Начальник ЭТЛ ОАО «АМЗ»  В.Б. Шалашов

и.о. электрика ЛПЦ-1  В.Ю. Варецкий

АКТ
об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Результаты диссертационной работы Григорьев М.А. "Основы теории вентильного электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения", представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО "Челябинский металлургический комбинат":

1. Технических предложений по выбору силовых элементов и структур управления для регулируемых электроприводов объектов металлургической промышленности, удовлетворяющие требованию улучшенных массогабаритных показателей силовой части;

2. Частотные методы идентификации электроприводов переменного тока, разработанные в диссертации применительно к синхронным электроприводам успешно используются при наладке таких объектов как электроприводы в кислородно-конверторном и доменном цехах, что позволяет значительно повысить достоверность и качество определения параметров регуляторов корректирующих связей;

3. Алгоритмы синтеза корректирующих устройств в контурах регулирования момента при ограниченной полосе равномерного пропускания частот в контуре регулирования тока для наладки высокоскоростных электроприводов компрессоров.

Подписанный акт не является документом, на основании которого могут возникнуть финансовые обязательства ОАО ЧМК перед г-н Григорьевым М.А.

Начальник ЦЭТЛ

Д.Н. Граф

Начальник УГЭ

И.В.Белозерцев

Начальник управления
персоналом

А.В. Баканов



30.10.2012.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор
ОАО ЧЕЛЯБГИПРОМЕЗ



И.Н. Наумович

20.01.2013

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Настоящий акт составлен о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. "Основы теории электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения", представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ОАО "ЧЕЛЯБГИПРОМЕЗ".

Характеристика переданных разработок:

1. Были предложены оригинальные решения по системам автоматики нижнего уровня для Аглофабрики №2 (ОАО ЧМК), в частности, предложены методы частотной идентификации электроприводов переменного тока, полезные при проектировании системы "управляющий контроллер – электропривод переменного тока";

2. Методика оптимизации по быстродействию электротехнических комплексов "Электропривод – рабочий механизм", охватывающая параметры силового оборудования (двигателя, полупроводникового преобразователя, механической передачи) и системы управления (контуры регулирования тока, скорости, положения), в которой использован вид переходной функции многоконтурной нелинейной системы регулирования, при этом задача многопараметрической оптимизации была разделена на ряд последовательных задач меньшей размерности, которая используется при проектировании объектов металлургического производства;

3. Методика многокритериальной поэтапной оптимизации при проектировании электроприводов с нетрадиционными конструкциями электрических машин, которая включает в себя: на начальном этапе минимизируются удельные затраты на компоненты электропривода путем их перераспределения между активными частями двигателя и полупроводникового преобразователя, далее достигаются максимальные удельные моменты за счет изменения геометрии машины и с учётом совместной работы преобразователя и двигателя, наконец, на последнем этапе оптимизируются структура и параметры системы управления с позиции достижения максимальной точности.

Автономная некоммерческая организация

Учебный центр «МОМЕНТУМ»

(АНО УЦ «МОМЕНТУМ»)

454007, г. Челябинск,

Ул. 40-летия Октября, д. 19,

Тел.: (351) 223-67-13

Факс: (351) 775-14-16

E-mail: 74ruc@mail.ru

<http://www.teacher.momentum.ru/>

ОГРН 1077400003471,

ИНН/КПП 7452057090/745201001

01.05.2013 № 37-01-14



УДОБЖДАЮ

Председатель Правления

С.А. Чупин

01 мая 2013 г.

Акт

об использовании результатов **докторской диссертационной** работы
Григорьева Максима Анатольевича в учебном процессе

Комиссия в составе:

Председатель – Тиунов С.П., член правления, финансовый директор ООО НТЦ
“Приводная техника”, преподаватель АНО УЦ “МОМЕНТУМ”

Члены комиссии: Шишков А.Н., канд. техн. наук, доцент, преподаватель АНО УЦ
“МОМЕНТУМ”

Валов А.В, канд. техн. наук, преподаватель АНО УЦ “МОМЕНТУМ”

Шапурко М.А., ведущий инженер ООО НТЦ “Приводная техника, преподаватель АНО УЦ
“МОМЕНТУМ”

Козина Т.А., канд. техн. наук, преподаватель АНО УЦ “МОМЕНТУМ”,

составила настоящий акт о том, что результаты докторской диссертационной работы
Григорьева М.А. “Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением
по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и
перегрузочным способностям” используются Автономной некоммерческой организацией
Учебный центр “МОМЕНТУМ” при повышении квалификации и профессиональной
переподготовки инженерно-технических работников предприятий Южноуральского и
других регионов России.

В дисциплинах учебных планов программ дополнительного к высшему
образованию, таких как “Электроприводы переменного тока и преобразователи
частоты”, “Автоматизированный электропривод буровых установок”,
“Автоматизированные системы управления”, “Автоматизированный электропривод
грузоподъемных механизмов”, реализуемых на основании лицензии, выданной
Министерством образования и науки Челябинской области (лицензия: серия А,
регистрационный номер № 10517, выданной 24 апреля 2013 г. Министерством

образования и науки Челябинской области) и аккредитации образовательных программы (свидетельство об аккредитации №13-10 от 19 апреля 2010) в НП Саморегулируемая организация "Союз строительных компаний Урала и Сибири" используются следующие научные результаты диссертации Григорьева М.А.:

- обобщённая математическая модель электроприводов переменного тока с электродвигателями, имеющими произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры полупроводникового преобразователя в диапазоне частот до половины от несущей аппроксимированы непрерывными динамическими звеньями, параметры электрической машины представлены как распределённые;

- метод поэтапной многокритериальной оптимизации, который позволяет выполнять улучшение удельных показателей в электроприводах с предельными характеристиками и реализуется это при учете взаимное влияние звеньев электротехнического комплекса;

- алгоритмы управления электроприводом с СРМНВ, реализующие режимы работы с предельными возможностями по перегрузкам и быстродействию. При этом поскольку число степеней свободы управляющих воздействий в многомерной системе управления электроприводом с СРМНВ увеличено, оказывается целесообразным отказаться от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока;

- методика последовательной частной оптимизации для механизмов, работающих в экстремальных условиях эксплуатации.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у инженерно-технических работников более глубокие знания в области новых типов электротехнических комплексов, в которых реализуются энерго- и ресурсоэффективные режимы работы, что является важным и актуальным само по себе, а также существенно повысить качество профессиональной переподготовки специалистов электротехнических служб, обслуживающих сложное оборудование на базе новых типов электромеханических механизмов.

Председатель комиссии

С.П. Тиунов

Члены комиссии:

А.В. Валов

А.Н. Шишков

Т.А. Козина



ООО «Снежинский завод специальных электрических машин»
456770, Челябинская область,
г. Снежинск, ул. Ленина, д. 33 офис 33
тел./факс: (35146) 3-20-75, 2-23-67
e-mail: office@momentum.ru
<http://www.snz.momentum.ru>
ОКПО 61246979, ОГРН 1097423000190,
ИНН/КПП 7423023403/742301001,
р/сч. 40702810907950003381 в
ОАО «Челиндбанк» г.Челябинск,
БИК 047501711, кор/сч. 30101810400000000711

Утверждаю

Генеральный директор
А.Г. Карлов

04 октября 2013

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Григорьева Максима Анатольевича

Комиссия в составе:

Председатель - Карлов А.Г. – генеральный директор.

Члены комиссии: Соколов Д.В – главный конструктор;

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Григорьева М.А. “Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям”, представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ООО “Снежинский завод специальных электрических машин” при разработке перспективных тяговых электроприводов для ГЭТ, например, производимых ФГУП “Усть-Катавский вагоностроительный завод”

Характеристика переданных разработок:

1. Предложен новый класс синхронных реактивных электроприводов с существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту без увеличения габаритов двигателя и усложнения системы управления, благоприятными массогабаритными показателями, сверхвысокими угловыми скоростями. За счет жесткой конструкции ротора удается выполнить вал двигателя удлиненным и тем самым снизить его высоту оси вращения. Предлагаемое техническое решение позволяет снизить высоту пола, приблизив ее к минимально возможной (< 200 мм).

2. Метод поэтапной многокритериальной оптимизации, обеспечивающий улучшение удельных показателей в электроприводах с

предельными характеристиками при учете взаимного влияния звеньев электротехнического комплекса. Суть метода: на начальном этапе минимизируются удельные затраты на компоненты электромеханического преобразователя путем их перераспределения между активными частями двигателя и полупроводникового преобразователя, далее достигаются максимальные удельные моменты за счет изменения геометрии машины и с учётом совместной работы преобразователя и двигателя, наконец, на последнем этапе оптимизируется структура и параметры силовых цепей по критерию минимума суммарных затрат.

3. Структуры управления синхронным реактивным электроприводом, в котором число степеней свободы управляющих воздействий увеличено по сравнению с традиционными асинхронными и синхронными реактивными электроприводами. Высокие регулировочные показатели обеспечиваются за счет отказа от стратегии векторного управления электроприводом переменного тока в пользу системы управления, аналогичной обращенной многофазной машине постоянного тока.

Председатель

Член комиссии



А.Г. Карлов.

Д.В. Соколов