

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи



Горожанкин Алексей Николаевич

**РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ
И ИНДУКТОРНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН**

Специальность 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант –
доктор технических наук,
профессор **Григорьев М.А.**

Челябинск – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ПРОРАБОТАННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН.....	14
1.1. КЛАССИФИКАЦИОННАЯ СТРУКТУРА СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН	14
1.2. СИНХРОННЫЕ РЕАКТИВНЫЕ МАШИНЫ.....	20
1.2.1. Синхронные реактивные машины с анизотропным ротором	20
1.2.2. Синхронные реактивные машины с зубчатым ротором.....	23
1.2.3. Синхронные реактивные машины с двухсторонней зубчатостью	25
1.3. ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ С ДВУХСТОРОННЕЙ ЗУБЧАТОСТЬЮ	33
1.3.1. Двухполюсные машины (DS-).....	33
1.3.2. Машины с переключением поля (FS-).....	36
1.3.3. Машины с постоянными магнитами в наконечниках зубцов статора	40
1.3.4. Машины с двумя распределенными обмотками на статоре	41
1.3.5. Вентильно-индукторная машина с аксиальным магнитным потокком	44
1.4. СОПОСТАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПО ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИМ КРИТЕРИЯМ. ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННЫЙ ПОДХОД К ПРОЕКТИРОВАНИЮ КЛАССА СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН	44
1.4.1. Возможности работы электрических машин в расширенном диапазоне скоростей и моментов нагрузки.....	44
1.4.2. Объектно-ориентированный подход к проектированию класса синхронных реактивных и индукторных электрических машин.....	48
1.5. ОБЗОР ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ МАШИН И ИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	50

Выводы по главе 1	51
ГЛАВА 2. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИНАХ	52
2.1. Синтез обобщенной математической модели	52
2.2. Расчет показателей эффективности электрических машин для гармонических распределений МДС и проводимостей.....	61
2.3. Анализ результатов расчета и их обсуждение.....	84
2.4. Пути улучшения удельных показателей	87
Выводы по главе 2.....	92
ГЛАВА 3. ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОПРОВОДОВ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН.....	94
3.1. Учёт высших гармонических проводимости вблизи воздушного зазора	94
3.2. Синтез конечно-элементных моделей	97
3.3. Постановка задачи, методы и алгоритм оптимизации	101
3.4. Результаты оптимизации	110
3.4.1. Синхронная реактивная машина с зубчатым ротором.....	110
3.4.2. Синхронная реактивная машина с анизотропным ротором	115
3.4.3. Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью	118
3.4.4. Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью.....	121
3.4.5. Вентильно-индукторная машина.....	122
3.4.6. FSDC машина	124
3.5. . Обсуждение результатов оптимизации магнитных систем	132
Выводы по главе 3.....	137
ГЛАВА 4. ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СТАТОРНЫЕ ЦЕПИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН.....	139

4.1. УЧЕТ ВЫСШИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ТОКА И МДС ВБЛИЗИ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА	139
4.2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ.....	143
4.3. РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИИ	151
4.3.1 Синхронная реактивная машина с зубчатым ротором.....	151
4.3.2 Синхронная реактивная машина с анизотропным ротором	153
4.3.3 Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью	159
4.3.4 Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью.....	162
4.3.5 Вентильно-индукторная машина.....	164
4.3.6 FSDC машина	166
4.4. СОПОСТАВЛЕНИЕ РАЗРАБОТАННЫХ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ С ТРАДИЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ УПРАВЛЕНИЯ.....	179
4.5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОПТИМИЗАЦИИ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ	183
Выводы по главе 4.....	192
ГЛАВА 5. УЧЕТ ПОТЕРЬ В СТАЛИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН	194
5.1. УТОЧНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ В МАГНИТНОЙ СИСТЕМЕ.....	194
5.2. ВЕРИФИКАЦИЯ ВЫБРАННОЙ МОДЕЛИ РАСЧЕТА ПОТЕРЬ В СТАЛИ	201
5.3. АНАЛИЗ ПОТЕРЬ В СТАЛИ И ТЕПЛОВЫЕ РАСЧЁТЫ.....	206
5.4. КОРРЕКЦИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ С УЧЕТОМ ПОТЕРЬ В СТАЛИ	214
Выводы по главе 5.....	225
ГЛАВА 6. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ВНЕДРЕНИЕ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН.....	227
6.1. ВЕРИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И АНАЛИЗ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ НА ОПЫТНЫХ ОБРАЗЦАХ	227

6.2. МЕТОДИКА ВЫБОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С УЧЕТОМ ТРЕБОВАНИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА	237
6.3. ТРЕБОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА И ПРИМЕРЫ ВЫБОРА	238
6.3.1. <i>Электрические машины для электроприводов прокатных станов пилигримовой группы.....</i>	241
6.3.2. <i>Тяговые электрические машины</i>	248
6.3.3. <i>Электрические машины для механизмов с вентиляторным характером нагрузки</i>	254
Выводы по главе 6.....	259
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	260
ЛИТЕРАТУРА	268
ПРИЛОЖЕНИЕ. АКТЫ И СПРАВКИ О ВНЕДРЕНИИ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ	294

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности. Больше ста лет асинхронные электрические машины занимают ключевые позиции в регулируемом электроприводе переменного тока. Наряду с ними в последние десятилетия активно развиваются новые типы электрических машин, которые конструктивно в активной части не содержат обмоток на роторе, ротор несимметричный в магнитном отношении, на статоре может быть одна или две обмотки. К таким машинам относят синхронные реактивные и индукторные электромеханические преобразователи. Примерами таких машин являются вентильно-индукторные машины (ВИМ), исследованием которых занимались Чиликин М.Г., Ильинский Н.Ф., Ивоботенко Б.А., Lawrenson P., Садовский Л.А., Бычков М.Г., Красовский А.Б., Казаченко В.Ф. Другим примером являются синхронные реактивные машины (Беспалов В.Я., Vagati A.). Отдельный тип синхронных реактивных машин с независимым возбуждением (Усынин Ю.С., Григорьев М.А.). Помимо этих машин есть другие модификации, которые выделял Иванов-Смоленский А.В., в отечественных публикациях о них мало информации. В англоязычных источниках есть некоторые исследования этих машин, указывается на их хорошие удельные показатели и регулировочные характеристики. К ним относятся следующие машины: FSDC (индукторные машины с переключением магнитного потока), DSDC (индукторные машины с двухсторонней зубчатостью и двумя зубцовыми обмотками на статоре), VR (синхронные реактивные машины с двухсторонней зубчатостью и распределенной обмоткой на статоре – СРМсДЗ) и VRDF (индукторные машины с двухсторонней зубчатостью и двумя распределенными обмотками на статоре – ИМсДЗ). Исследования носят частный характер и не охватывают весь класс машин в целом. Нет единых аналитических зависимостей для электромагнитного момента, активной и реактивной мощностей, коэффициента мощности, методов инженерных расчетов таких машин, методов оптимизации, единых подходов к синтезу управляющих воздействий на статорные обмотки, расчету потерь, не рассматриваются особенности синтеза таких машин для конкретных производственных механизмов с учетом

характера нагрузочных и скоростных диаграмм и режимов работы в расширенном диапазоне скоростей и моментов нагрузки. В связи с вышеизложенным комплексное исследование машин данного класса является актуальным.

Объект исследования – синхронные реактивные и индукторные электрические машины (СРМ и ИМ).

Предмет исследования – удельные характеристики, статические и динамические режимы, энергетические показатели.

Целью работы является развитие теории, улучшение потребительских свойств класса синхронных реактивных и индукторных машин.

Идея работы заключается в использовании синергетического эффекта при питании электрической машины от электрического преобразователя, возможностей информационного обеспечения и вычислительной техники для комплексной оптимизации синхронных реактивных и индукторных машин как в номинальном, так и перегрузочных режимах (по скорости, по току и моменту).

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

1. Комплексная систематизация сведений по классу синхронных реактивных и индукторных электрических машин с оценкой их возможностей.
2. Разработка аналитических математических моделей для расчета показателей эффективности электромеханического преобразования электрических машин, рекомендаций по выбору их параметров.
3. Разработка методов и алгоритмов оптимизации геометрических размеров активной части электрических машин.
4. Синтез управляющих воздействий на статорные цепи электрических машин, обеспечивающих высокие удельные показатели.
5. Выбор и верификация метода расчета потерь в стали электрических машин данного класса, коррекция алгоритмов управления с учетом этих потерь.
6. Учет особенностей электрических машин исследуемого класса при их выборе для различных областей применения.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались основные положения теории электромеханического преобразования энергии, теории

расчёта электрических цепей, метод конечных элементов, методы математического моделирования систем на ЭВМ, методы многомерной и многокритериальной оптимизации, методы экспериментального исследования.

Достоверность полученных результатов исследования определялась корректностью постановки задач, обоснованностью принятых допущений, подтверждается удовлетворительным для инженерной методики совпадением основных теоретических результатов и экспериментальных данных, полученных из физического эксперимента, точностью исходных данных, правоммерностью применения теории.

Научные положения и результаты, выносимые на защиту, их научная новизна

1. Предложена обобщенная аналитическая математическая модель расчета удельных показателей и эффективности электромеханического преобразования для класса электрических машин, в основу которой положен принцип электромеханического преобразования как изменения энергии всех обмоток машины в функции угла поворота ротора, и отличающаяся тем, что позволяет учесть конфигурацию магнитной системы, тип обмотки и функцию управляющего воздействия.

2. Выполнен анализ конфигураций магнитных систем машин исследуемого класса. Разработан единый алгоритм многомерной оптимизации размеров элементов магнитопроводов активной части машин, отличающийся тем, что выполнен при разных значениях токовых нагрузок, а результаты оптимизации обобщены для исследуемого класса электрических машин. Дан анализ результатов и установлены общие закономерности соотношений геометрических размеров элементов активной части машин данного класса, позволяющие разработать инженерные методики проектирования и расчета.

3. Показано, что улучшение потребительских свойств электрических машин исследуемого класса можно добиться, если учитывать синергетический эффект от взаимодействия электрической машины и электрического преобразователя. Предложен метод поэтапной оптимизации управляющих воздействий, состоящей из двух этапов, и единый алгоритм оптимизации. На первом этапе получен максимум отношения электромагнитного момента к потерям в меди обмоток для каждого

из дискретных положений ротора. На втором этапе потери в меди перераспределялись во времени таким образом, чтобы улучшить целевые показатели. В качестве таких показателей предложены: максимум среднего момента и минимум его пульсаций.

4. Установлена взаимосвязь между типами электрических машин исследуемого класса и величиной потерь в стали в основных режимах работы (номинальный, перегрузка по току, работа на высоких скоростях). Показано, что удельная величина электромагнитного момента может быть увеличена путем коррекции управляющих воздействий. Предложен алгоритм такой коррекции, в основу которого положен принцип поддержания максимальной активной мощности в заданном режиме работы.

5. Разработана методика выбора электрической машины для конкретных применений с учетом требований технологического процесса на основе характеристик машин исследуемого класса. Получены результаты экспериментальных исследований, дан их анализ.

Практическое значение работы заключается в следующем:

- ✓ аналитические математические модели позволяют на этапе эскизного проектирования выбрать тип электрической машины в зависимости от требований к ней, а также могут быть применены при моделировании работы электрической машины в составе регулируемого электропривода;
- ✓ методы и алгоритмы оптимизации геометрических размеров активной части машины позволяют получить инженерные методики расчета при ее проектировании;
- ✓ полученные варианты управляющих воздействий выбираются в зависимости от требований к электрической машине со стороны технологического процесса с учетом характера нагрузочных диаграмм;
- ✓ предложенные методы расчёта потерь в стали позволяют косвенно оценить тепловое состояние электрических машин исследуемого класса с учётом режима их работы, а также скорректировать алгоритмы управления.

Реализация результатов диссертационной работы:

Результаты диссертационной работы используются и внедрены в производственной деятельности:

- ✓ ПАО «Челябинский трубопрокатный завод»;
- ✓ ООО НТЦ «Приводная техника»;
- ✓ ООО «Снежинский завод специальных электрических машин».

Материалы диссертационной работы используются в учебном процессе при чтении лекций по курсам «Электрические машины», «Системы управления электроприводов», а также в учебных пособиях и лабораторных стендах по данным дисциплинам в ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)».

Диссертационная работа подготовлена в рамках реализации:

- ✓ 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.В37.21.1503 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);
- ✓ Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 №218, 14 очередь «Разработка и постановка на высокотехнологическое производство комплектных транзисторных устройств на базе многоуровневых преобразователей частоты широкой номенклатуры с улучшенными энергетическими и надежностными показателями» (соглашение №075-1-2022-025 от 07.04.2022);
- ✓ Гранта РНФ «Создание основ теории новых типов электроприводов с улучшенными технико-экономическими, энергетическими и надежностными показателями, и синтез методов проектирования этих систем» (соглашение №22-29-20145).

Апробация работы. В полном объеме работа докладывалась и обсуждалась на заседаниях кафедры: «Электропривод, мехатроника и электромеханика»

ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)», г. Челябинск.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях, в том числе:

- ✓ VII Международной (VIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу: ФГОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», (г. Иваново, 2-4 октября, 2012 г.);
- ✓ международной конференции «Современное состояние и перспективы развития технических наук» (г. Уфа, 23 мая 2015 год);
- ✓ международной конференции «Наука и современность» (г. Уфа, 4 апреля 2015 год);
- ✓ международной конференции «Проблемы, перспективы и направления инновационного развития науки» (г. Курган, 20 марта 2016 г.);
- ✓ международной конференции «2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)» (г. Астана, 29-30 июня 2017 г.);
- ✓ международной конференции «2017 International Conference of Industrial Engineering» (г. Сингапур, 10-13 декабря, 2017 г.);
- ✓ международной конференции «17th International Ural Conference on AC Electric Drives (ACED)» (г. Екатеринбург, 26-30 марта 2018 г.);
- ✓ международном симпозиуме «Научные и технические основы будущих тяговых двигателей с низким содержанием вредных выбросов в окружающую среду» (г. Ньюкасл, Англия, 19-23 ноября, 2018 г.);
- ✓ международной конференции «IOP Conference Series: Materials Science and Engineering» (г. Бангкок, Таиланд, 24-26 февраля, 2018г.);
- ✓ международной конференции «2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon» (г. Владивосток, 3-4 октября 2018 г.);
- ✓ ежегодных научно-практических конференциях Южно-Уральского государственного университета (г. Челябинск, ЮУрГУ, 2010–2020 гг.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 67 печатных работ, в том числе 21 научная статья, входящая в перечень ВАК РФ, 19 научных статей в Международной базе цитирования Scopus, 15 статей и тезисов докладов на научно-технических конференциях, 7 патентов РФ на изобретение и 8 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Личный вклад автора. Личный вклад автора состоит в постановке задач, разработке методов и обобщении результатов исследований. Все научные положения разработаны автором лично. В работах, выполненных в соавторстве со своим научным консультантом Григорьевым М.А., автору принадлежат результаты, относящиеся к разработке концепции исследования, постановке задач оптимизации, построению обобщённых моделей электрических машин. В разработках с другими соавторами автору принадлежит ведущая роль в постановке задач исследования, обосновании математических моделей и методов решения.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, шести глав основного текста объемом 245 страниц, заключения, списка литературы из 225 наименований. Общий объем работы 305 страниц, включая 90 рисунков и 63 таблицы.

Соответствие научной специальности: исследование, выполненное в рамках диссертационной работы, полностью соответствует паспорту специальности 2.4.2, в частности:

- первое научное положение соответствует п. 1;
- второе, третье, четвертое положения соответствуют п. 3.
- пятое научное положение соответствует п. 2.

В первой главе систематизированы и обобщены сведения по современным синхронным реактивным и индукторным электрическим машинам. Была сформулирована концепция синтеза (проектирования), в которой обеспечиваются наилучшие потребительские свойства электрических машин класса с учётом нагрузочных и скоростных диаграмм механизмов.

Во второй главе проведен обзор существующих на сегодняшний день математических моделей. Выполнены оценка эффективности электромеханического преобразования в синхронных реактивных и индукторных электрических машинах различных типов и их сравнение между собой при одинаковых исходных данных. Даны рекомендации по выбору их параметров. Поставленная задача решается путем моделирования процессов электромеханического преобразования энергии на основе принципа изменения запасенной магнитной энергии обмоток в функции угла поворота ротора электрической машины. Сформулировано первое научное положение и представлено его доказательство.

В третьей главе предложен алгоритм и выполнена оптимизация магнитопроводов СРМ и ИМ при разных значениях токовых нагрузок. Дан анализ результатов и установлены общие закономерности соотношений этих размеров, позволяющие разработать инженерные методики проектирования и расчёта. Сформулировано второе научное положение и представлено его доказательство.

В четвертой главе выполнен поиск наилучших управляющих воздействий на статорные цепи СРМ и ИМ. Это достигалось процедурами параметрической оптимизации значений коэффициентов-множителей токов фазных обмоток, дано доказательство третьего научного положения и даны результаты оптимизации.

В пятой главе выполнены поиск, верификация наиболее точной модели расчета потерь в стали СРМ и ИМ. Показана степень влияния потерь в стали на удельные показатели и управляющие воздействия. Рассмотрено доказательство четвертого научного положения.

В шестой главе представлено доказательство пятого научного положения. Выполнен анализ экспериментальных данных на опытных образцах СРМ и ИМ с целью подтверждения теоретических положений и выводов. Предложена модель выбора наилучшей электрической машины для конкретной области применения на основании требований со стороны технологического процесса.

В заключении даны основные научные результаты работы.

В приложении содержится 5 актов о внедрении результатов работы.

ГЛАВА 1. ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ПРОРАБОТАННОСТИ ИССЛЕДОВАНИЙ В ОБЛАСТИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

1.1. Классификационная структура синхронных реактивных и индукторных машин

Классификационная структура позволяет охватить все возможные принципиальные варианты конструктивного исполнения электрических машин с учетом физических особенностей электромеханического преобразования энергии. Выделяют следующие классы электрических машин: обычные (традиционного исполнения), машины с когтеобразными полюсами, синхронные реактивные и индукторные [43].

Обычные электрические машины изучены лучше всего. К ним относятся машины постоянного тока (МПТ), асинхронные машины (АМ) и синхронные машины (СМ). Каждая электрическая машина обладает своими недостатками, которые ограничивают ее применение в механизмах, где есть повышенные перегрузки и высокие скорости вращения. Для МПТ – это щеточно-коллекторный аппарат, который ограничивает перегрузки по скорости и моменту, требует обслуживания [24]. Для СМ – контактные кольца. Они применяются в основном в качестве мощных генераторов на электростанциях. Для АМ – ограниченная перегрузочная способность (3-4 крат от номинала). Такие машины повсеместно применяются в общепромышленном электроприводе из-за бесконтактности, хороших удельных показателей и возможности не контролировать положение ротора [60, 109].

Машины с когтеобразными полюсами сложны в изготовлении, обладают низкими удельными показателями при работе в качестве двигателя из-за больших потоков рассеяния. Применяются в основном в генераторах малой и средней мощности до 10 кВт [24, 43].

Синхронные реактивные и индукторные машины получили свое развитие благодаря прогрессу в области информационной и силовой электроники. Они характеризуются отсутствием возбуждения на роторе (электромагнитного или магнитного), который является несимметричным в магнитном плане [52]. Несимметрия

достигается путем придания ротору анизотропных свойств, зубчатостью, эксцентриситетом ротора относительно статора и другими способами. В таких машинах возникает необходимость контролировать положение ротора при работе с помощью датчика или косвенным способом, посредством расчета по другим переменным, например, напряжениям и токам фазных обмоток. Управление электромеханическим преобразованием осуществляется от преобразователя электрической энергии. Их достоинствами являются: прочный безобмоточный ротор, простота конструкции, высокие удельные энергетические (η_{5} самый высокий класс по стандарту МЭК [46] на момент написания работы) и моментные показатели. Хорошие регулировочные свойства достигаются за счет применения двух физически или функционально разделенных обмоток.

По принципу работы такие машины можно разделить на одно- и двухобмоточные варианты, по зубчатости статора – на машины с «гладким» статором и зубчатым статором. По типу возбуждения: электромагнитное, от постоянных магнитов и смешанное. По конструктивному расположению обмотки возбуждения: аксиальное или радиальное. По типу обмотки: распределенная, катушечная или тороидальная. Все классификационные типы машин представлены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Типы синхронных реактивных и индукторных машин

№	Тип статора	Кол-во обмоток радиально	Кол-во обмоток аксиально	Тип машины
1.	Гладкий	Одна	Нет	Синхронная реактивная машина (СРМ)
2.	Зубчатый	Одна	Нет	Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ)
3.	Зубчатый	Нет	Одна	Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью и аксиальным потоком (СРМсДЗиАП)

Продолжение таблицы 1.1

№	Тип статора	Кол-во обмоток радиально	Кол-во обмоток аксиально	Тип машины
4.	Гладкий	Две	Нет	Индукторная машина с зубчатым ротором (ИМсЗР)
5.	Гладкий	Одна	Одна	Индукторная машина с аксиальным подмагничиванием (ИМсАП)
6.	Зубчатый	Две	Нет	Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью (ИМсДЗ)
7.	Зубчатый	Одна	Одна	Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью и аксиальным подмагничиванием (ИМсДЗиАПМ)
8.	Зубчатый	Нет	Две	Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью и двумя аксиальными потоками (ИМсДЗиАП2)

Тип электрической машины (табл. 1.1) включает в себя много модификаций. Например, одну из обмоток электрических машин (табл. 1.1, №3-6, 8) можно заменить системой из постоянных магнитов, вращающуюся машину заменить линейной или торцевой. Таким образом, модификация – это конкретное конструктивное исполнение типа электрической машины.

Замена одной из обмоток системой из постоянных магнитов (ПМ) приводит к существенному удорожаю электрической машины в несколько раз. Кроме того, постоянные магниты могут размагничиваться и механически очень хрупкие. Для ремонта машин с ПМ нужна специальная оснастка, и они не подходят для взрывозащищенных исполнений, возникают трудности регулирования потока возбуждения [217, 222].

Прогресс в синхронных реактивных машинах (№1 в табл. 1.1) начался с применения электрического преобразователя, устанавливаемого между сетью и

электрической машиной. Сетевая СРМ выдавала максимум 40% электромагнитного момента аналогичного по габаритам асинхронного двигателя [131, 146] с низким коэффициентом мощности (порядка 0,5). Причинами такого результата являются разомкнутый принцип управления и малое отношение продольной индуктивности машины к поперечной L_d / L_q . Кононенко Е.В. [52] оптимизировал ротор таких машин, улучшив отношение реактансов, что улучшило показатели СРМ и приблизило их к показателям асинхронных машин. Дальнейшее улучшение удельных показателей удалось достичь благодаря питанию от преобразователя частоты и повышению отношения реактансов в работах Vagati A. и др. [160, 216]. Начиная с 2011 года основные электротехнические компании (ABB, Siemens и др.) начали серийно выпускать СРМ с высокими классами энергетической эффективности. В рамках данного класса машин известны решения с улучшенными удельными показателями электрической машины без усложнения конструкции ротора за счет оптимизации алгоритмов управления [35, 65-68, 74, 115, 118].

Параллельно с СРМ с «гладким» статором развивались СРМ с двухсторонней зубчатостью (№2, 3 в табл. 1.1). Здесь можно выделить машины с катушечными обмотками и малым числом зубцов статора и ротора, а также машины с распределенной обмоткой и большим количеством зубцов статора и ротора.

Первый вариант получил название в отечественной литературе – вентиляно-индукторная машина (ВИМ). Первые работы по созданию ВИМ связаны с именами таких зарубежных и российских ученых, как P.J. Lawrenson, T.J. Miller, R. Krishnan, Л.Ф. Коломийцев [194-196,], в которых раскрыты основные преимущества и недостатки ВИМ. В России дальнейшее развитие ВИМ получили в трудах Н.Ф. Ильинского, В.Ф. Козаченко, М.Г. Бычкова, В.А. Кузнецова, Ю.А. Голланцева [26, 57, 125] и др. Достоинства ВИМ: низкая стоимость, высокая надежность и отказоустойчивость, высокие удельные показатели (выше на 10-15%, чем у серийной асинхронной машины того же габарита). Недостатки: высокий уровень пульсаций момента и акустического шума. Такие недостатки решаются конструктивными мерами. Например, увеличением числа зубцов на каждом полюсе или увеличением числа фаз обмотки. Либо на уровне управления путем формирования нужных

токовых диаграмм в обмотках. Отдельно следует отметить ВИМ с фазными катушками, расположенными на соседних зубцах статора, это приводит к уменьшению длины магнитных силовых линий и улучшению удельных показателей, особенно в режимах с сильным насыщением магнитной системы [126, 127].

Вариант №3 может быть получен из ВИМ путем выполнения машины с равным числом зубцов статора и ротора, а также заменой многофазной радиальной обмотки на однофазную аксиальную. Такое решение характеризуется сильными пульсациями момента, хотя находит применение в вентиляторных установках [125].

Второй вариант характеризуется малыми пульсациями момента и низким акустическим шумом, но за счет малого отношения L_d / L_q сильно уменьшается коэффициент мощности (вплоть до 0,1) и появляются потери в стали ротора, при этом за счет эффекта редукции скорости удается сохранить высокие значения крутящего момента, которые являются самыми высокими в классе (в 2..3 раза выше, чем у асинхронной машины того же габарита). Развитие такой машины связано с именами следующих ученых: С.Н. Lee, К.С. Mukherji, А. Tustin, Y. Kataoka [153, 183].

Индукторные машины, т.е. машины с двумя физически независимыми в общем случае многофазными обмотками и «гладким» статором, занимают в табл. 1.1 строки №4-8.

Индукторная машина с зубчатым ротором (ИМсЗР, табл. 1.1, № 4) обладает низкими удельными показателями из-за малой площади на статоре для размещения двух обмоток вместо одной.

Развитием этого варианта является № 5 из табл. 1.1, в котором одна из обмоток перенесена в аксиальном направлении и создает соответствующий поток. Преимущества такой машины: бесконтактность, низкая стоимость изготовления, независимое возбуждение и широкий диапазон постоянства мощности, низкие пульсации момента, отсутствие потерь в роторе. Недостатки такого решения: нужны меры для предотвращения замыкания потока по подшипниковым щитам, затрудненный отвод тепла от обмотки возбуждения из-за малой площади контакта обмотки со

статором машины [58]. Авторы относят такую машину к ВИМ, но с независимым возбуждением.

Индукторные машины с двухсторонней зубчатостью (ИМСДЗ, табл. 1.1, №6, 7), как и в случае СРМ с двухсторонней зубчатостью, можно разделить на два варианта: машины с двумя катушечными обмотками и малым числом зубцов статора и ротора, а также машины с двумя распределенными обмотками и большим количеством зубцов статора и ротора.

Первый вариант получил название в английской терминологии *FS-Flux switch* (машина с переключением поля). Развитие такой машины связано с именами следующих ученых: Ф.Н. Сарапулов, В.А. Дмитриевский, Y. Tang, Е.А. Lomonova [51, 202, 174, 178, 187]. На статоре машины размещены две катушечные обмотки с разным числом пар полюсов: однофазная обмотка возбуждения и многофазная силовая обмотка. Управление возможно трапецеидальными импульсами тока (BLDC-управление) или синусоидальным током (BLAC-управление).

Вариант №7 может быть получен путем выполнения одной из обмоток аксиально [38]. Предлагается двухпакетный вариант машины. Достоинства: модульная конструкция, малые пульсации момента, возможность векторного управления. Недостаток – усложнение конструкции машины. Такой тип машины авторы также относят к ВИМ с независимым возбуждением, но с зубчатым вариантом статора.

Второй вариант получил название в английской терминологии (VRDF – машина с редукцией скорости и двумя распределенными обмотками на статоре). Отличается от первого варианта большим числом зубцов на статоре и роторе и распределенным характером обмоток статора.

Заключительный вариант №8 в табл. 1.1 похож на №3 с добавлением второй соосной аксиальной обмотки. В этом случае одна обмотка запитывается постоянным током, а вторая – переменным. Недостатком такого решения являются дополнительные потери в обмотках, когда их потоки направлены навстречу друг другу.

Таким образом, разными с точки зрения принципа электромеханического преобразования и обещающими хорошие удельные показатели являются варианты №1, 2, 6 (выделены в табл. 1.1 серым цветом).

1.2. Синхронные реактивные машины

Этот тип электрических машин включает в себя основные модификации с анизотропным и зубчатым ротором, а также «гладким» или зубчатым статором. Причем, «гладкий» статор – это условное понятие, которое говорит о том, что сумма или разность зубцов статора и ротора отличается от числа полюсов обмотки статора таким образом, что зубцовые гармоники магнитного поля не оказывают существенного влияния на работу электрической машины.

1.2.1. Синхронные реактивные машины с анизотропным ротором

Синхронная реактивная машина с анизотропным ротором (СРМсАР) (рис. 1.1) является одним из самых ранних типов машин. Первое поколение с множеством разрезов вдоль линий потока показало свою низкую эффективность из-за малого отношения продольной составляющей индуктивности к поперечной. Второе поколение основано на сегментированном роторе, отношение индуктивностей может достигать 5 или 6. Третье поколение основано на шихтованном в осевом направлении роторе с U-образными пластинами. Отношение индуктивностей может достигать 7 и выше, что позволяет этой машине конкурировать с асинхронной, но такой ротор сложен и дорог в изготовлении. Ротор современной синхронной реактивной машины выполнен из слоев железа с воздушными или пластиковыми промежутками. Выбрав нужное соотношение между каждым промежутком с железом и немагнитным материалом, можно добиться отношения индуктивностей в 10 раз и выше. Остановимся более подробно на рассмотрении каждого из типов роторов в отдельности.

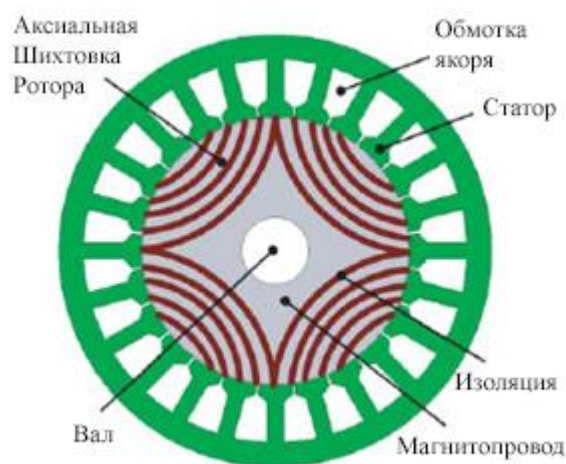


Рис. 1.1. Поперечное сечение СРМсАР

Ротор с вырезами, параллельными оси вращения, использующимися для формирования магнитной несимметрии в английской терминологии называется

(*transverse laminated rotor* – поперечно шихтованный ротор). Такая геометрия ротора (рис. 1.2 а) применяется серийно в электрических машинах фирм-производителей: ABB, Siemens, KSB и других. Отношение индуктивностей составляет 4-6.

Другой вариант выполнения ротора предусматривает явно выраженные полюса и меньшую спинку ротора в месте примыкания к воздушному зазору. Эти конструктивные особенности позволяют поднять отношение индуктивностей по осям до 7-9 (рис. 1.2 б).

Самый дорогой в изготовлении и наименее прочный ротор в английской терминологии получил название ALA (*axially laminated rotor* – аксиально шихтованный ротор [152]). Он показан на рис. 1.2 в. Здесь основа ротора выполняется из дюралюминия, например, Д16Т (заштрихованные фрагменты). Затем в конструкцию вводятся листы анизотропной стали, например, 3408 или 3409 в виде U-образных пластин. Расстояние между пакетами пластин заливается алюминием. Отношение индуктивностей составляет в этом случае 13-17 [201].

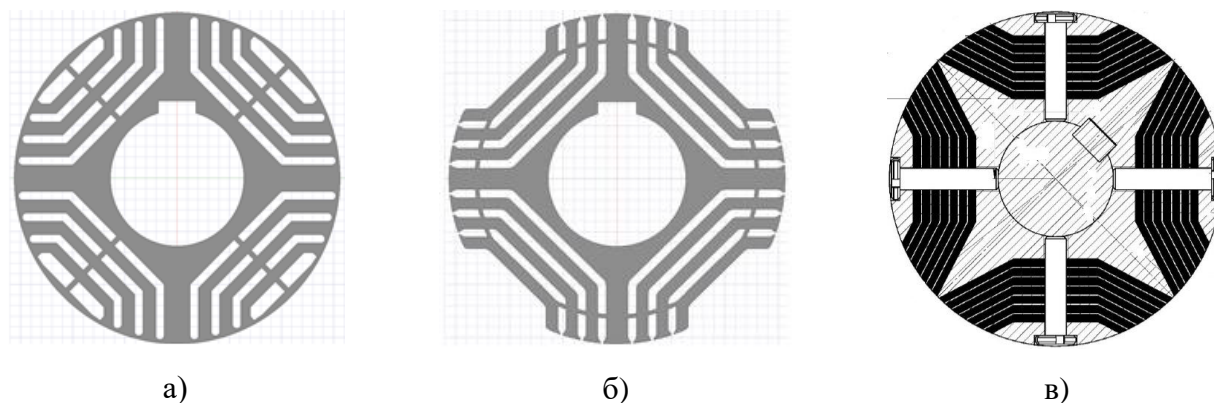


Рис. 1.2. Типы геометрии роторов для СРМсАР

Так как обмотка статора выполняется с укороченным шагом, то имеется близкое к синусоидальному распределение индукции вдоль воздушного зазора машины, высшие гармоники потока в зазоре незначительны. Уравнение для электромагнитного момента:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (1.1)$$

где p – число пар полюсов; L_d и L_q – индуктивности по продольной и поперечной осям соответственно; i_d и i_q – токи по продольной и поперечной осям соответственно.

Все стратегии управления синхронным электроприводом с постоянными магнитами или обмоткой возбуждения на роторе применимы и для синхронного реактивного электропривода [157]: векторное управление, прямое управление моментом [136], оптимальное управление, бездатчиковое управление.

СРМсАР обладает рядом преимуществ:

- ✓ нет обмотки на роторе – высокая механическая прочность при работе на высоких скоростях;
- ✓ нет постоянных магнитов – она дешевле, чем синхронная машина с постоянными магнитами на роторе;
- ✓ нет размагничивания постоянных магнитов – можно значительно кратковременно увеличивать токи в обмотках;
- ✓ нет термической нестабильности – машина может работать при высокой температуре;
- ✓ при работе машины от преобразователя частоты (ПЧ) нет проблем с устойчивостью и нет ограничений по перегрузочной способности;
- ✓ по сравнению с асинхронной машиной с короткозамкнутым ротором того же габарита имеет больший КПД, лучшие массогабаритные показатели и обладает лучшей управляемостью на пониженных скоростях вращения [161].

Синхронные реактивные машины с анизотропным ротором (СРМсАР) применяются в составе электроприводов насосов и вентиляторов, лифтов и подъемников. В последнее время сфера применения таких машин расширяется: металлургический, тяговый электропривод, электроприводы в ЖКХ. При этом оптимизация таких машин по-прежнему выполняется традиционно при работе в номинальной точке без учета нагрузочных и временных диаграмм рабочего органа [46, 141, 182].

1.2.2. Синхронные реактивные машины с зубчатым ротором

На рис. 1.3 представлен ротор синхронной реактивной машины, где магнитная несимметрия по продольной и поперечной осям формируется за счет явно полюсной структуры (СРМсЗР). Такой ротор в английской терминологии получил название (*salient pole rotor (SP)* – ротор с явно выраженными полюсами). Он характеризуется высокой механической прочностью [215], но силовые и энергетические показатели у него невысокие за счет низкого отношения продольной индуктивности к поперечной (3-4) [28, 137]. Он также обладает низким коэффициентом мощности 0,4...0,5, который в свою очередь приводит к повышенному напряжению на статорных обмотках и ограничивает диапазон регулирования по скорости. Конструктивно ротор набирается из листов электротехнической стали и собирается в пакет, монолитный ротор возможен, но в этом случае в его теле наводятся вихревые токи от зубцовых пульсаций потока, что в конечном итоге приводит к повышенным потерям [27].

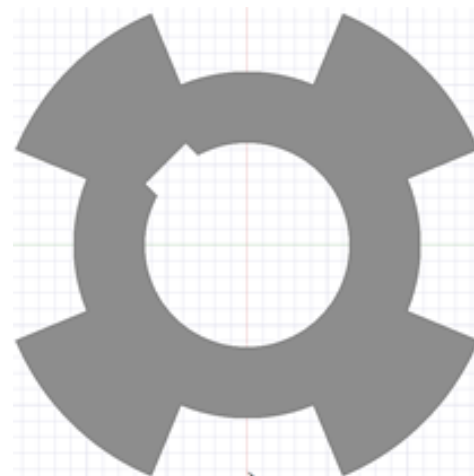


Рис. 1.3. Зубчатый ротор СРМ при $2p = 4$

Синхронная реактивная машина независимого возбуждения (СРМНВ)

В рамках такого конструктивного исполнения машины группой ученых (Weh H., Law D.) был предложен вариант управления токами статора, аналогичный управлению двигателем постоянного тока, т.е. форма тока в обмотках была трапецеидальной, при этом предлагалось обмотку выполнять с полным шагом [188, 189, 186]. Дальнейшее развитие такая машина получила в трудах проф. Усынина Ю.С., Григорьева М.А. [10, 34, 118, 175]. Такой подход позволил наилучшим образом учесть совместную работу электрического и электромеханического преобразователей и добиться синергетического эффекта, который заключается в улучшение технико-эксплуатационных свойств электропривода на базе такой машины. Авторы предлагают увеличить количество фаз статорной обмотки, чтобы уменьшить пульсации момента и увеличить надежность работы электропривода за счет увеличения

каналов поступления энергии. Идея работы машины заключается в функциональном разделении одной и той же обмотки на обмотку якоря и обмотку возбуждения. Регулирование тока в обмотке в разные моменты времени является независимым.

В [1, 21, 22, 61, 90, 115, 132] авторы исследуют удельные показатели СРМНВ с учётом разных чисел пар полюсов обмоток, разного количества фаз питающего напряжения. Рассматриваются вопросы потерь в роторе машины, предлагаются решения, которые позволили бы снизить их [78-80]. Разрабатываются программы расчета характеристик электрической машины и электропривода, в составе которого она работает [97-104]. Большое внимание уделено исследованию робастности и живучести СРМНВ. Показано, что при отключении части фазных обмоток машина сохраняет свою работоспособность. Большое внимание уделено разработке систем управления для СРМНВ [19, 70, 106, 108], получены структуры управления, которые обладают высоким быстродействием в контуре момента электропривода.

Автором данной диссертационной работы была предложена конструкция СРМНВ, в которой пакет статора выполнялся в виде квадрата, обмотка возбуждения располагалась в углах пакета [77]. Идея такого решения заключалась в возможности экономии электротехнической стали, которая расположена в углах пакета и при производстве электрической машины шла бы в обрезь, теперь она полезно используется в магнитопроводе. Развитие идеи заключалось в оптимизации геометрии магнитной системы такой машины нестандартной конструкции и разработке системы управления, которая бы позволяла использовать возможности такого технического решения.

Таким образом, обладая рядом преимуществ (простой и технологичной конструкцией ротора, высокой его механической жесткостью, простой технологичной обмоткой на статоре), СРМНВ в составе регулируемого электропривода за счет синергетического эффекта от возможности управлять параметрами электрической энергии, подаваемой на статорные обмотки машины, получила дополнительные преимущества (высокое быстродействие и перегрузочную способность). Вопросы реализации предельных режимов в электроприводе с СРМНВ занимался проф. Григорьев М.А. [34].

1.2.3. Синхронные реактивные машины с двухсторонней зубчатостью

Двухсторонняя зубчатость (ДЗ) приводит к тому, что зубцы статора и ротора при вращении последнего взаимодействуют между собой по аналогии с делениями основной шкалы измерительных приборов и шкалы Нониуса в случае несовпадения количества зубцов статора и ротора. В синхронных реактивных машинах с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ) небольшое смещение ротора приводит к большому смещению оси радиальной магнитной проницаемости. Когда обмотка статора машины создает вращающееся магнитное поле, ротор вращается со скоростью в несколько раз меньшей скорости поля. Крутящий момент при этом возрастает в несколько раз. Это идеально подходит для прямого привода, который работает на малых скоростях и больших моментах [42, 153].

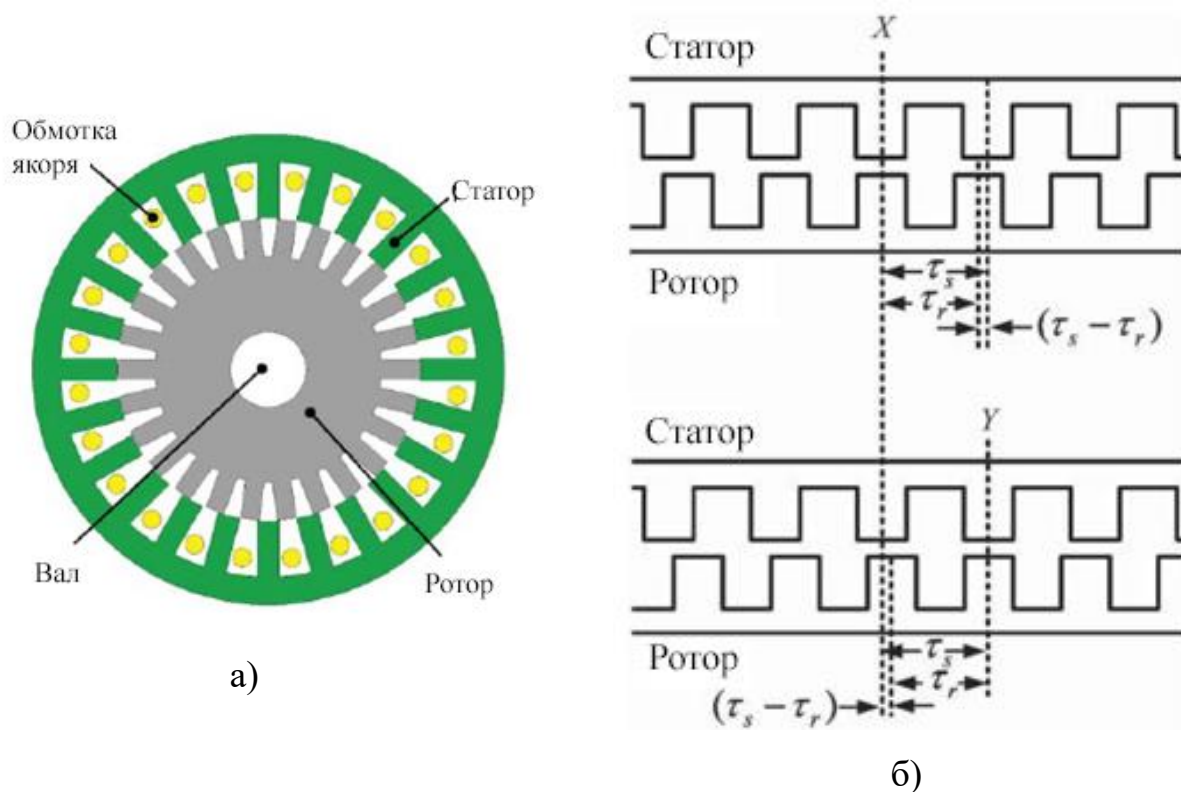


Рис. 1.4. Поперечное сечение СРМсДЗ и её принцип работы

Конструктивно статор и ротор представляют собой сердечники с пазами (рис. 1.4 а). На статоре намотана обмотка якоря, а ротор не содержит обмотку. Отсюда преимущества машины: низкая стоимость, высокая надёжность и термостойкость. Шаг зубцов статора несколько отличается от шага зубцов ротора, что приводит к случаям совпадения зубцов статора и ротора (максимальная магнитная

проницаемость) и рассогласования зубцов статора и ротора (минимальная магнитная проницаемость). Таким образом, радиальная ось магнитной проницаемости вращается в сторону ротора, но с большей скоростью [42]. Соответствующее соотношение скоростей, называемое магнитным передаточным соотношением G_R , можно выразить как:

$$G_R = \frac{N_R}{N_R - N_S} \quad (1.2)$$

где N_S – число зубцов на статоре; N_R – число зубцов на роторе.

Если число зубцов на статоре больше, чем на роторе, то поле и ротор вращаются в разные стороны. Лучше, чтобы зубцов статора было меньше, чем зубцов ротора. Это обеспечивает больше места для укладки обмотки якоря [42].

Волна магнитной проницаемости ротора должна иметь столько же полюсов p , что и обмотка статора. Поэтому соотношение зубцов статора и ротора определяется соотношением:

$$N_S = N_R \pm 2p \quad (1.3)$$

Для трехфазной обмотки якоря количество зубцов статора может быть рассчитано как:

$$N_S = 6apq \quad (1.4)$$

где a – целое положительное число; q – число пазов на полюс и фазу; p – число пар полюсов.

Синхронная скорость вращения поля определяется выражением:

$$\omega_s = \frac{60f}{p} \quad (1.5)$$

где f – частота питающего напряжения.

Скорость ротора определяется выражением:

$$\omega_R = \frac{120f}{N_R} \quad (1.6)$$

Скорость ротора не зависит от числа пар полюсов обмотки якоря, а зависит только от количества зубцов ротора [42].

Обладая уникальной возможностью низкоскоростной высокомоментной работы, такая машина обладает двумя недостатками. Во-первых, из-за большой разницы скоростей поля и ротора в последнем появляются большие потери даже без нагрузки. Это приводит к снижению КПД машины. Во-вторых, реактивная составляющая тока якоря, как правило, велика. Это приводит к снижению коэффициента мощности до $0,2 \dots 0,4$ [42, 153].

Исследованию и оптимизации СРМсДЗ в номинальном режиме посвящены работы [162, 163, 212, 142, 180, 208, 214]. Аналогичные задачи в расширенном диапазоне скоростей и моментов нагрузки не решались.

Вентильно-индукторная машина

Вентильно-индукторная машина (ВИМ) является специфическим видом машин с двухсторонней зубчатостью [37]. Первый двигатель сделан в Шотландии в 1838 году для движения локомотива. Второе рождение ВИМ связана с прогрессом в области информационной и силовой электроники, а также сенсорной техники. Положительные качества ВИМ: низкая стоимость системы, высокая робастность машины, надежные топологии преобразователей, простота управления и высокая эффективность. Недостатки: большие пульсации крутящего момента, сильная нелинейность машины и высокий акустический шум. Уменьшить пульсации момента возможно увеличением количества фаз и усложнением законов управления токами катушек.

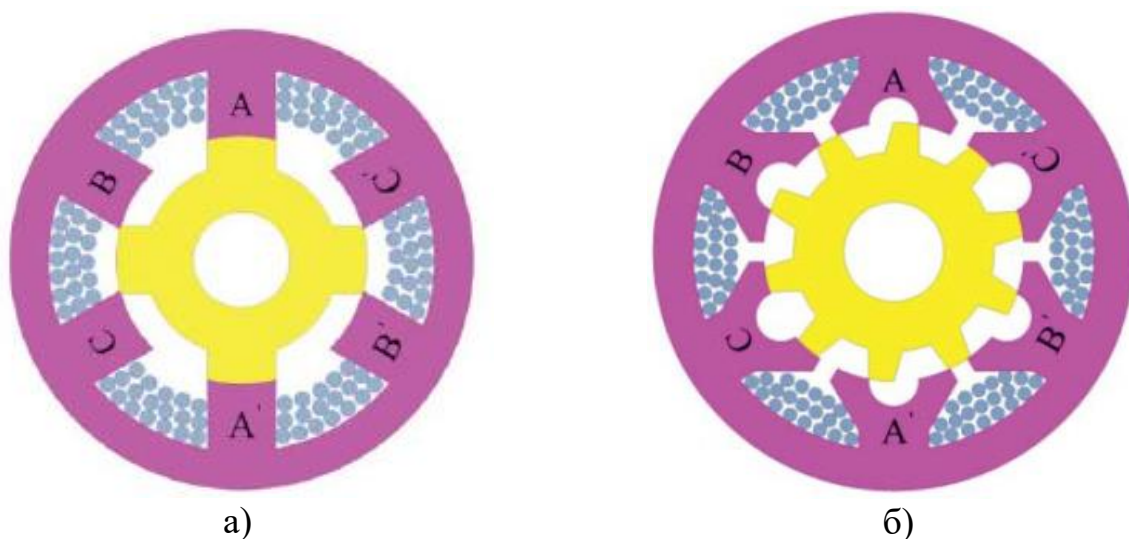


Рис. 1.5. Модификации ВИМ

Принцип работы ВИМ основан на том, что ротор стремится занять наиболее выгодное с энергетической точки зрения положение, т.е. меняется индуктивность фазных обмоток при вращении ротора [57, 89].

ВИМ применяется в высокоскоростном приводе из-за отсутствия на роторе обмоток и магнитов. Недостатки: низкий удельный момент, высокие пульсации момента и сильный акустический шум. Существует много топологий ВИД, которые отличаются количеством фаз, числом зубцов статора и ротора. Выделяют две основные топологии: трехфазный вариант с числом зубцов статора / ротора 6/4 (рис. 1.5а) (низкая стоимость и высокоскоростная работа), а также четырехфазный вариант 8/6 (высокий пусковой момент, меньше пульсации момента, большее число ключей и дороже преобразователь). Для увеличения удельного момента можно увеличить число зубцов на каждом полюсе статора (рис. 1.5б) [194]. Такое решение может теоретически удвоить крутящий момент при той же токовой нагрузке, но на практике этого не происходит по следующим причинам: уменьшается площадь под медную обмотку, уменьшается разность индуктивности под зубцом и пазом. Уменьшенный шаг приводит к увеличению частоты коммутации ключей и увеличению потерь в преобразователе. Такое решение целесообразно применять для низкоскоростных решений с прямым приводом. Возможны исполнения ВИМ с внешним ротором. Это позволяет исключить механический преобразователь в прямом приводе (например, мотор-колесо).

Хотя машина обладает простой конструкцией её проектирование является трудоёмким из-за сильного насыщения наконечников полюсов. Аналитические методы расчета магнитной цепи, как правило, дают большую ошибку. Для определения параметров и характеристик машины в большинстве случаев применяют метод конечных элементов. Критериями при проектировании являются:

- ✓ высокий удельный крутящий момент на единицу массы, его величина должна быть сопоставима с моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе и выше, чем момент асинхронного двигателя;
- ✓ конструкция машины должна минимизировать пульсации момента и акустический шум, сохранив при этом высокий удельный момент;

✓ высокий КПД в широком диапазоне скоростей и моментов, должен быть сопоставим с КПД синхронного двигателя с постоянными магнитами и выше, чем КПД асинхронного двигателя;

✓ высокие динамические характеристики;

✓ температура ротора не является критичной по сравнению с асинхронным двигателем или синхронным двигателем с постоянными магнитами на роторе, но температуру статора нужно контролировать, особенно в конструкции машины с внешним ротором.

Процесс проектирования является итерационным. Сначала приближенно определяются геометрические размеры машины аналитическими методами. Затем методом конечных элементов рассчитываются статические и динамические характеристики машины, тепловые и акустические характеристики, корректируется геометрия машины.

Число полюсов статора и ротора определяются по соотношению:

$$\begin{aligned} N_S &= 2 \cdot k \cdot m \\ N_R &= 2 \cdot k \cdot (m + q) \end{aligned} \quad (1.7)$$

где k – целое положительное число; m – число фаз; q – целое не нулевое число.

Частота коммутации тока в фазе пропорциональна скорости ротора ω и числу полюсов ротора N_R . Чтобы уменьшить число коммутаций ключей преобразователя при заданной скорости машины нужно уменьшить число полюсов ротора N_R . С другой стороны пульсации момента меньше при большем числе полюсов ротора. Увеличение количества фаз m приводит к уменьшению пульсаций момента, но увеличивается стоимость преобразователя. С учетом сказанного было разработано несколько комбинаций для ВИМ (табл. 1.2) [194]. Основные топологии выделены серым цветом.

Таблица 1.2.

Комбинации числа фаз и числа пар полюсов ВИМ

m	N_S	N_R	k	q
3	6	4	1	-1

Продолжение таблицы 1.2

m	N_S	N_R	k	q
3	6	8	1	+1
3	6	10	1	+2
3	12	8	2	-1
3	18	12	3	-1
3	24	16	4	-1
3	24	32	4	+1
4	8	6	1	-1
4	16	12	2	-1
4	16	20	2	+1
5	10	4	1	-3
5	10	6	1	-2
5	10	8	1	-1

Поскольку площадь для размещения обмотки статора влияет на величину момента (чем больше, тем лучше), ширину полюсов статора делают меньше, чем ширину полюсов ротора [169, 172]. Для создания положительного крутящего момента во всех положениях ротора минимальная дуга полюса должна быть больше углового шага смещения ротора от действия каждой фазы:

$$\min > \frac{2\pi}{m \cdot N_R} \quad (1.8)$$

Для уменьшения индуктивности в рассогласованном положении полюсов статора и ротора их результирующая длина должна быть меньше полюсного деления ротора:

$$\beta_S + \beta_R < \frac{2\pi}{N_R} \quad (1.9)$$

Ширина полюсов статора и ротора определяется из длины соответствующих дуг по формуле:

$$t_S = (D_R + 2 \cdot g) \cdot \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)$$

$$t_R = D_R \cdot \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right)$$
(1.10)

где D_R – диаметр ротора; g – величина воздушного зазора.

Величины ярм статора и ротора выбираются больше, чем соответствующие величины половины ширины полюсов для беспрепятственного прохождения магнитного потока. Высота зубцов статора является зависимой переменной от других известных параметров. Высота зубцов ротора рассчитывается как половина ширины полюса статора на основании эмпирических данных. Диаметр вала ротора является зависимой переменной от других известных параметров.

Количество витков предлагается рассчитывать по формуле [153]:

$$N = \frac{2\pi \cdot V_{DC}}{\omega \cdot N_R \cdot N_S \cdot t_S \cdot L_C \cdot B_S}$$
(1.11)

где V_{DC} – напряжение источника постоянного тока, В; ω – угловая скорость ротора, 1/с; B_S – индукция в полюсе статора, Тл (обычно около 1,7 Тл); L_C – длина пакета стали.

Плотность тока предлагается искать по формуле [153]:

$$J = \frac{T_{AV}}{D_R \cdot L_C \cdot B_S \cdot k_S \cdot \left(\frac{A_S}{2}\right)}$$
(1.12)

где k_S – коэффициент заполнения паза медью; A_S – площадь паза; T_{AV} – среднее желаемое значение момента.

Среднее значение плотности тока зависит от условий охлаждения: для закрытых машин составляет 5 А/мм², для машин с воздушным охлаждением составляет 5 А/мм², для машин с жидкостным охлаждением составляет 30 А/мм² [194-196].

Между тем коэффициент заполнения паза медью зависит от геометрии паза, формы поперечного сечения провода, способа укладки. Для обмотки из круглого провода составляет 40%, для обмотки из прямоугольного провода 60%, для обмотки из провода, по форме адаптированного к пазу 80% [195, 196].

Вибрации и акустический шум являются известными проблемами ВИМ [166]. Сила вибраций и шума зависят от изменяющихся усилий между статором и ротором в радиальном и тангенциальном направлениях, их можно рассчитать, используя метод конечных элементов, также получены аналитические соотношения между геометрическими размерами машины и вибрациями [122]. Радиальная сила является основной составляющей для создания акустического шума. Кроме методов управления для минимизации пульсации момента применяют меры конструктивного характера для подавления такой проблемы:

- ✓ увеличение ширины ярма статора позволяет уменьшить его деформацию и акустический шум, но при этом уменьшается площадь пазов для закладки обмотки и возрастает плотность тока. Здесь нужно искать компромисс;
- ✓ увеличение воздушного зазора положительно сказывается на уменьшении акустического шума из-за уменьшения потока и радиальной силы. Однако в этом случае уменьшается и крутящий момент;
- ✓ скос полюсов ротора позволяет уменьшить радиальное усилие и акустический шум, однако при этом уменьшается удельный момент, следовательно, нужен компромисс.

Благодаря передовым вычислительным инструментам (например, методу конечных элементов) и сложным стратегиям управления (например, с использованием сигнальных процессоров) большинство недостатков ВИМ заметно уменьшены. Плотность крутящего момента и мощности ВИМ выше, чем у асинхронной машины.

Таким образом, проектированию и оптимизации машины как в номинальном режиме работы, так и в зонах повышенных моментов нагрузки и скоростей вращения ротора посвящено большое количество работ [26, 57, 67, 89, 121-123, 169, 172, 194-199, 221]. Машина является одной из самых исследованных в классе.

1.3. Индукторные машины с двухсторонней зубчатостью

1.3.1. Двухполюсные машины (DS-)

Двухполюсная машина с постоянными магнитами (DSPM – *Double Salient PM*) относится к бесконтактным машинам с постоянными магнитами на статоре [170], которая сочетает в себе преимущества синхронной машины с постоянными магнитами на роторе и вентильно-индукторной машины (рис. 1.6). Как и синхронная машина с постоянными магнитами на роторе, эта машина обладает нерегулируемым потоком, что особенно неприятно при работе во втором квадранте на повышенных и высоких скоростях, кроме того, технология её изготовления дороже аналога с электромагнитным возбуждением. Такая машина может рассматриваться как комбинация ВИМ и синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе. Статор гораздо легче охлаждать, чем ротор, поэтому постоянные магниты находятся в лучших температурных условиях, чем магниты на роторе.

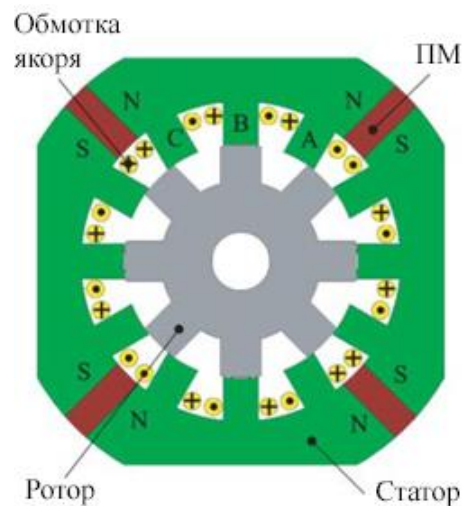


Рис. 1.6. Поперечное сечение DSPM машины

Соотношение между числом пар полюсов статора, ротора и числом фаз задается по формуле [153]:

$$\begin{aligned} N_S &= 2 \cdot k \cdot m \\ N_R &= 2 \cdot k \cdot (m \pm 1) \end{aligned} \quad (1.13)$$

где k – целое положительное число; m – число фаз

Частота коммутации инвертора также, как и в ВИМ зависит от числа пар полюсов ротора и его скорости вращения. Стремятся уменьшить число пар полюсов ротора, чтобы уменьшить частоту коммутации инвертора и частоту пульсаций магнитного потока. Количество фаз для пускового момента отличного от нуля должно быть больше, либо равно трём. Удельный крутящий момент в рассматриваемой машине пропорционален отношению числа полюсов ротора к числу полюсов статора.

Для уменьшения пульсаций момента применяют скос полюсов ротора. Для четырёхфазного исполнения машины преобразователь для DSPM является либо с четырьмя ключами на фазу, либо с двумя ключами на фазу и двумя конденсаторами в звене постоянного тока со средней точкой.

Машина DSDC получена путем замены постоянных магнитов на электрическую обмотку возбуждения постоянного тока DC (рис. 1.7). В итоге на статоре размещены две обмотки: многофазная обмотка якоря и обмотка возбуждения постоянного тока. Эта машина с двойным питанием статора.

По сравнению с машиной DSPM машина DSDC имеет следующие преимущества:

- ✓ значительно ниже стоимость машины из-за упрощения её конструкции;
- ✓ высокие регулировочные возможности за счет управления магнитным потоком.

К недостаткам DSDC машины относятся:

- ✓ из-за использования медной обмотки возбуждения DSDC машина имеет больший размер и вес по сравнению с DSPM машиной;
- ✓ появляются потери в меди обмотки возбуждения, что приводит к снижению КПД машины.
- ✓ Несимметричная обмотка статора по пазам приводит к локальным перегревам или вынужденному снижению плотности тока в пазах, где нет обмотки возбуждения. Это обстоятельство снижает удельные показатели машины;

Соотношение между числом пар полюсов статора, ротора и числом фаз задается по формуле (1.13). Скорость ротора определяется соотношением:

$$\omega = \frac{60f}{N_R} \quad (1.14)$$

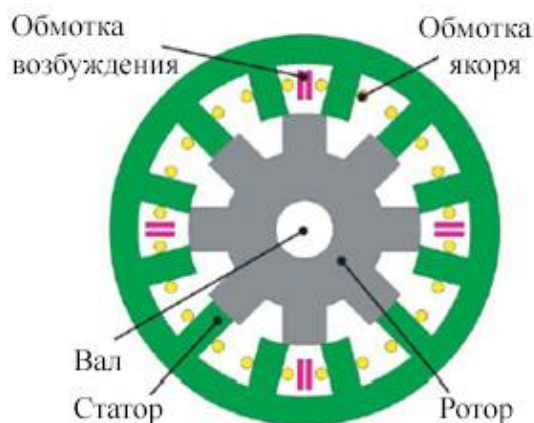


Рис. 1.7. Поперечное сечение DSDC машины

Для уменьшения потерь на коммутацию число полюсов ротора должно быть минимальным. Число фаз должно быть равно трем, либо больше трех, чтобы машину можно было запустить в прямом или обратном направлении. Следовательно, наиболее удачные конфигурации отношения количества зубцов статора к зубцам ротора 6/4, 12/8 и 8/6. Первые две конфигурации трехфазные, последняя- четырех- фазная, которая применяется для больших мощностей. У конфигурации 12/8 меньше длина силовых линий магнитного поля от обмотки возбуждения и меньше потери в стали. Кроме того, поток на полюс в конфигурации 12/8 в два раза меньше, чем в конфигурации 6/4, что приводит к уменьшению ярма статора и ширины зубцов статора почти вдвое. Это приводит к увеличению внутреннего диаметра статора и диаметра ротора и, в конечном итоге, приводит к увеличению удельного момента. Меньшая ширина зубцов положительно сказывается на затратах меди в лобовых частях многофазной обмотки якоря и уменьшению потерь в ней. Следовательно, машина с конфигурацией 12/8 более эффективна, чем машина 6/4.

Основной момент в такой машине достигается взаимодействием тока якоря с током возбуждения. Реактивный момент колеблется с нулевым средним значением. При работе на высоких скоростях токи в многофазной обмотке могут не достигать номинального значения.

Для обеспечения знакопеременного тока применяются либо полумостовые преобразователи со средней точкой источника питания, либо полумостовые.

Есть модификация такой машины с гибридным возбуждением для регулирования потока, когда оно осуществляется как от постоянных магнитов, так и от обмотки возбуждения. В электрической машине гибридного типа (HE-DSPM) обмотка возбуждения действует либо согласно с потоком, создаваемым постоянными магнитами, либо

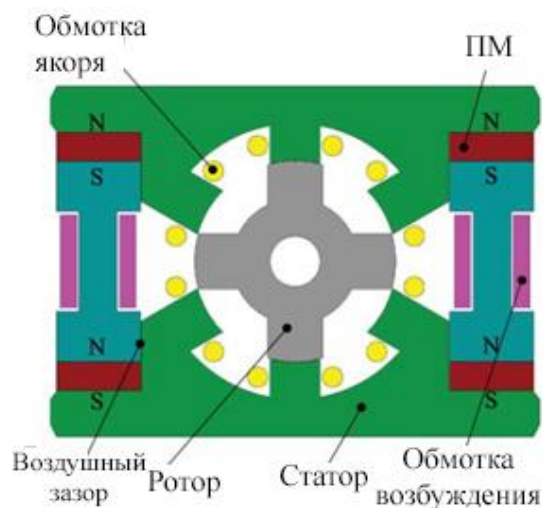


Рис. 1.8. Поперечное сечение HE-DSPM машины

навстречу ему (рис. 1.8). Преобразователь для обмотки постоянного тока представляет собой однофазный инвертор (полный мостовой инвертор).

1.3.2. Машины с переключением поля (FS-)

Каждый полюс статора машины с переключением поля (FSPM – *Flux Switching PM*) состоит из двух шихтованных сегментов, которые зажаты с двух сторон двумя намагниченными по окружности постоянными магнитами (рис. 1.9). Они позволяют перераспределять поток. Обмотка якоря состоит из концентрических катушек, которые намотаны вокруг двух соседних полюсов статора. Переключение тока в якорной обмотке меняет полярность потока постоянных магнитов действуя согласно ему или навстречу [51, 202, 178].

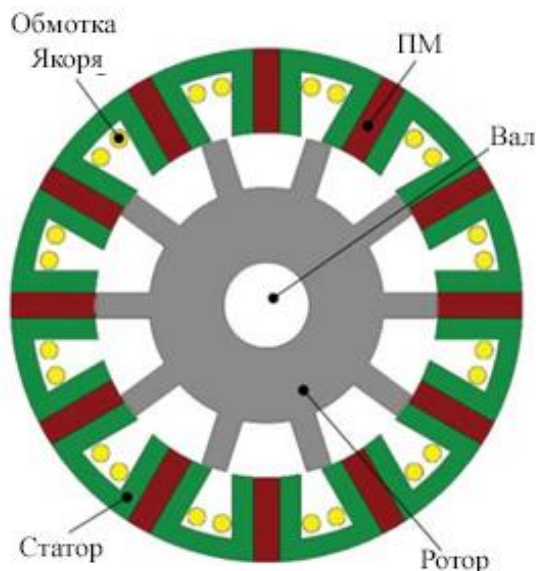


Рис. 1.9. Поперечное сечение FSPM машины

Число полюсов статора N_S , число полюсов ротора N_R связаны соотношением:

$$\begin{aligned} N_S &= 2 \cdot i \cdot m \\ N_R &= 2 \cdot i \cdot m \pm 2 \cdot j \end{aligned} \quad (1.15)$$

где i и j – целые положительные числа; m – число фаз.

Существуют различные топологии рассматриваемой машины. Например, двухслойная обмотка в базовой топологии (рис. 1.10 а) и однослойная обмотка в другой топологии (рис. 1.10 б). Такое решение позволяет ослабить взаимосвязь между фазами и повысить отказоустойчивость. Третья топология предполагает удаление половины постоянных магнитов из конструкции машины (рис. 1.10 в). Это приводит к экономии материалов и уменьшению стоимости машины. Анализ такой топологии показывает, что удастся сохранить среднее значение крутящего момента на уровне базовой топологии, но при этом возрастают пульсации момента, уменьшение которых достигается скосом полюсных наконечников ротора. Плюс последняя топология сложна в изготовлении.

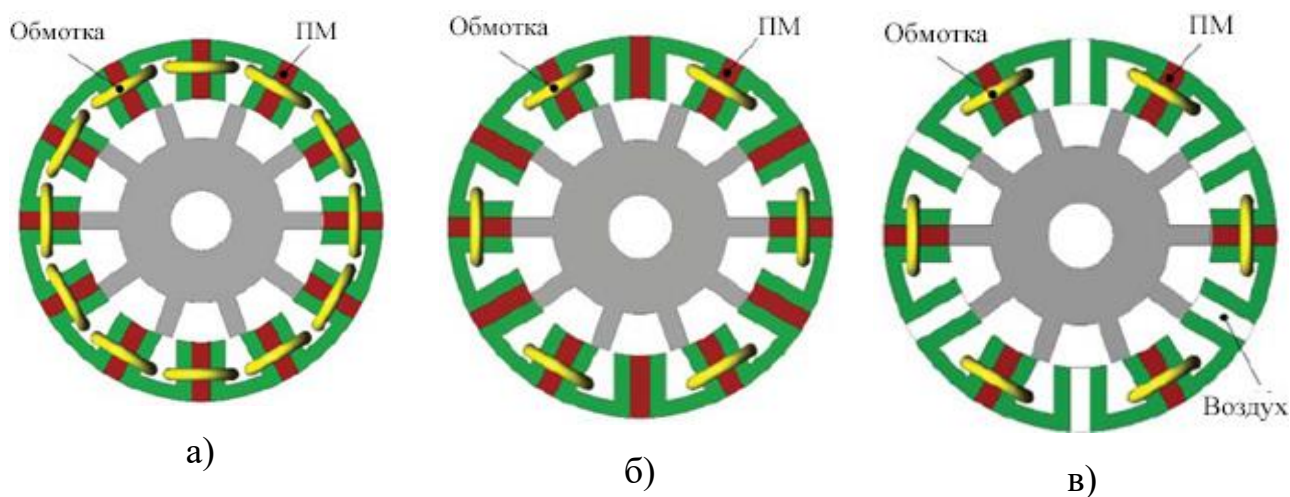


Рис. 1.10. Различные топологии FSPM машины

Увеличение зубцов на каждый полюс в ВИМ позволило увеличить удельный крутящий момент и уменьшить его пульсации. Такой же приём можно использовать и для FSPM [144]. Проблемой в такой конструкции является большая размагничивающая реакция якоря, что снижает перегрузочную способность.

В этом случае также возможны две стратегии управления: трапецеидальным током (режим BLDC) и синусоидальным током (режим BLAC). В последнем случае электрическая машина наследует способы управления от синхронной машины с постоянными магнитами на роторе.

Есть модификация такой машины с электрической обмоткой возбуждения постоянного тока (FSDC). Подобно предыдущему варианту здесь машина содержит на статоре две обмотки: многофазную обмотку якоря и обмотку возбуждения на постоянном токе (рис. 1.11 а). В отличие от DSDC у FSDC поток в зазоре является биполярным. Это позволяет увеличить удельный крутящий момент, кроме того, распределение катушек по пазам равномерное. Еще выше удельный момент у FSPM машины. Проблемы FSPM машины на постоянных магнитах: стоимость постоянных магнитов, их тепловая нестабильность, проблемы с ослаблением потока. У рассматриваемого варианта регулируемый поток и большой диапазон изменения скорости.

Есть две конструкции машины FSDC: с распределенной обмоткой (режим BLAC) и с тороидальной обмоткой (режим BLDC). Последняя конструкция обладает большим удельным крутящим моментом, но сложна в изготовлении (рис. 1.11 б).

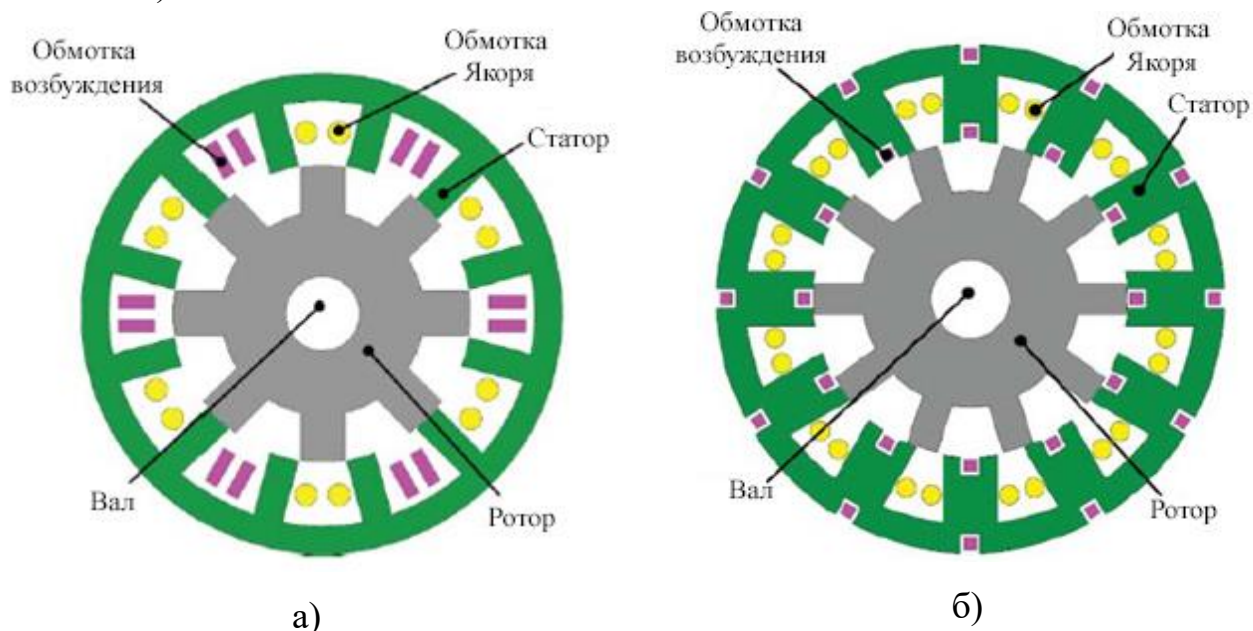


Рис. 1.11. Поперечное сечение FSDC машины

Рассматриваемая машина может работать в двух режимах BLDC и BLAC в отличие от машины DSDC. Она может работать только в режиме BLDC. Требования к электрическому преобразователю и стратегии управления такие же, как и у DSDC варианта. В отличие от FSPM машины здесь необходимо использовать второй преобразователь для обмотки возбуждения DC-DC.

В электрической машине FSPM с обмоткой возбуждения гибридного типа (HE-FSPM – *Hybrid Excitation-FSPM*) также может быть добавлена электрическая обмотка возбуждения, при этом постоянные магниты будут короче, для закрепления дополнительной обмотки (рис. 1.12). Введение такой обмотки не требует увеличения габаритных размеров машины.

В итоге введение дополнительной обмотки постоянного тока для регулирования возбуждения (машины HE-FSPM) позволяет:

- ✓ управлять величиной возбуждения машины;

- ✓ усиление магнитного потока позволяет увеличить крутящий момент;
- ✓ благодаря ослаблению потока удастся обеспечить большой диапазон в режиме постоянной мощности;
- ✓ в генераторном режиме благодаря дополнительной обмотке возбуждения появляется возможность поддержания постоянства напряжения в широком диапазоне изменения скорости;
- ✓ благодаря регулировке возбуждения можно обеспечить эффективные алгоритмы управления.

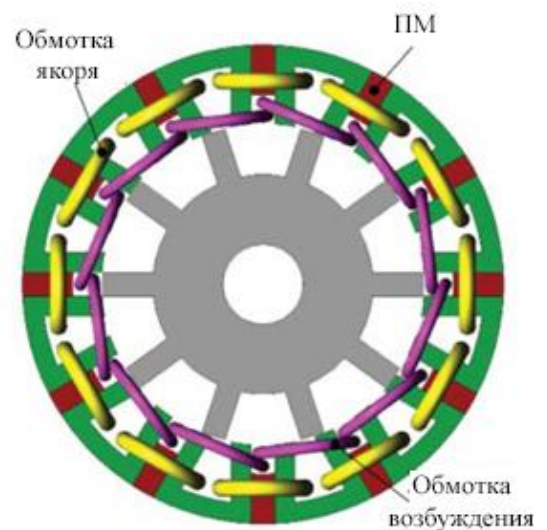


Рис. 1.12. Поперечное сечение НЕ-FSPM машины

Недостатком машин с гибридным возбуждением является то, что обмотку возбуждения необходимо рассчитывать на длительный режим работы, тем самым проигрывая в удельной мощности машины и её энергоэффективности. Предлагается для гибридных электрических машин использовать обмотку постоянного тока для намагничивания или размагничивания постоянных магнитов на основе алюминий-никель-кобальта [223-225]. Уровень намагниченности постоянных магнитов запоминается. Технология получила название FM (*Flux-Mnemonic*). Постоянные магниты на основе алюминия-никеля-кобальта получены в 1930 году. Они обладают хорошей термической и химической устойчивостью. Однако они легко размагничиваются. Этот недостаток используется в рассматриваемой машине:

- ✓ нелинейность кривой размагничивания позволяет запоминать уровень намагниченности;
- ✓ низкая коэрцитивная сила позволяет легко менять уровень намагниченности.

Основные публикации по FS-типу машины посвящены исследованию и её проектированию в номинальной точке [51, 202, 187, 138, 213].

1.3.3. Машины с постоянными магнитами в наконечниках зубцов статора

В английской терминологии машина называется – машина с переключением поля и постоянными магнитами (FRPM – *Flux Reversal PM*). Конструктивно машина в этом случае представляет собой ВИМ, на полюсах которого расположены два постоянных магнита разной полярности (рис. 1.13 а). В отличие от униполярного потока DSPM машины здесь система из двух магнитов формирует биполярный поток. Изменение направления тока в катушке якоря происходит при перемещении полюса ротора относительно полюса статора с одного края на другой. За счет биполярного потока удастся повысить удельную мощность машины. Скос полюсов ротора также позволяет получить синусоидальную индукцию над полюсом и уменьшить пульсации момента.

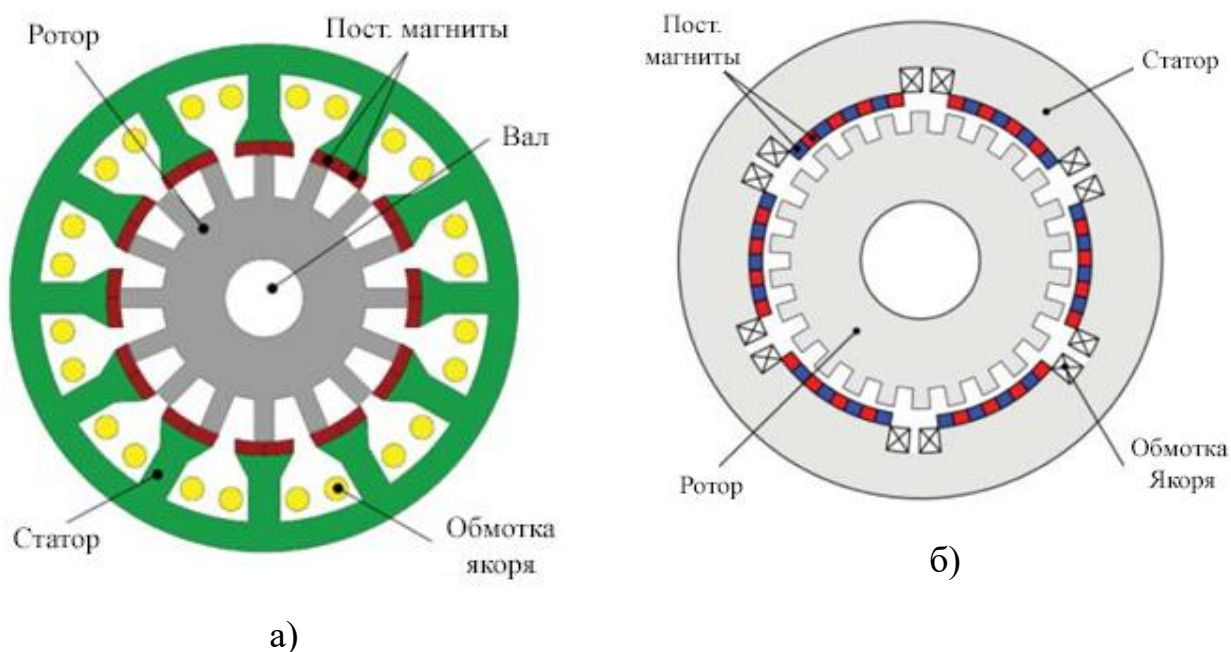


Рис. 1.13. Поперечное сечение FRPM машины

Из-за того, что постоянные магниты расположены на поверхности полюсов статора, которая примыкает к воздушному зазору, в них наводятся вихревые токи. Это является серьезной проблемой. Кроме того, такая машина обладает низким коэффициентом мощности. Использование вогнутых полюсов статора и дополнительных барьеров потоку уменьшают потоки рассеяния, а спаривание зубцов ротора приводит к уменьшению пульсаций момента [204].

Число полюсов статора N_S , число полюсов ротора N_R и число пар полюсов постоянных магнитов N_{PM} связаны соотношением:

$$N_R = N_S \cdot \left(N_{PM} + \frac{1}{3} \right) \quad (1.16)$$

Частота тока в обмотке якоря прямо пропорциональна скорости вращения ротора и числу полюсов ротора. Ток в обмотке якоря может быть трапецеидальный или синусоидальный. В последнем режиме стратегии управления машины аналогичны синхронному электроприводу с постоянными магнитами на роторе (векторное управление или прямое управление крутящим моментом). Реактивная составляющая момента в данной машине является незначительной.

Из-за сильного эффекта редукции скорости частота вращения ротора ограничена не механической прочностью, а величиной потерь в стали и потерь на вихревые токи.

В электрической машине FRPM типа проблематично выполнить гибридное возбуждение из-за требования установки обмотки возбуждения в полюса статора.

1.3.4. Машины с двумя распределенными обмотками на статоре

Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ) привлекательна для работы на малых скоростях и больших моментах, особенно для прямого привода. Поскольку эта машина работает как синхронная, пульсации крутящего момента здесь меньше, чем у вентильно-индукторной машины. Главным недостатком СРМсДЗ машины является очень низкий коэффициент мощности, что ограничивает её широкое применение. Чтобы решить

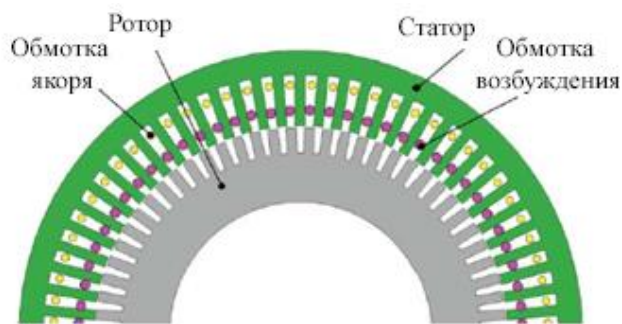


Рис. 1.14. Поперечное сечение ИМсДЗ

эту проблему, нужно на статор добавить вторую обмотку (рис. 1.14). Получается индукторная машина с двухсторонней зубчатостью (ИМсДЗ). Обмотку возбуждения можно питать постоянным или переменным током. Такая обмотка может быть

расположена как на статоре, так и на роторе. В первом случае усложняется технология изготовления, но машина является бесконтактной. Во втором случае нужны угольные щетки или контактные кольца, что резко снижает привлекательность машины. Такая машина может работать на низких скоростях с повышенным коэффициентом мощности. Обмотки на статоре распределенные трехфазные с числами пар полюсов p_a (обмотка якоря) и p_f – обмотка возбуждения.

Для получения однонаправленного высокого крутящего момента, соотношение зубцов статора, ротора, полюсов обмотки якоря и обмотки возбуждения определяется по формуле:

$$|N_S \pm N_R| = |p_a \pm p_f| \quad (1.17)$$

Чтобы электромагнитный момент был получен только взаимодействием токов обмотки якоря и токов обмотки возбуждения нужно выполнить условия:

$$\begin{aligned} |N_S \pm N_R| &\neq 2p_a \neq 2p_f \\ |N_S \pm N_R| &\neq p_a \neq p_f \end{aligned} \quad (1.18)$$

В противном случае две обмотки можно заменить на одну и вернуться к конфигурации СРМсДЗ машины.

Момент будет постоянным при скорости вращения ротора:

$$\omega_R = \left| \frac{\omega_a \pm \omega_f}{\pm N_R} \right| \quad (1.19)$$

Разница между количеством зубцов статора и ротора должна быть минимальной. Это позволяет получить плавную магнитную проницаемость воздушного зазора. В случае питания обмотки возбуждения постоянным током $\omega_f = 0$.

Возможна конструкция, в которой две обмотки являются концентрическими (катушечными) и намотаны на зубцы статора одна над другой (рис. 1.15). В этом случае упрощается структура обмотки и уменьшаются лобовые части и затраты меди. Числа пар полюсов обмотки возбуждения и обмотки якоря p_a и p_f соответственно. Число пар полюсов ротора p_R соответствует двум зубцам ротора. Принцип работы основан на использовании переменного сопротивления ротора для

модуляции стационарного поля постоянного тока и сцепления с вращающимся полем якоря. При подаче питания на обмотку возбуждения в зазоре создается стационарное поле с числом пар полюсов p_f . Это поле модулируется ротором для создания вращающегося поля с числом пар полюсов p_a , которое сцепляется с полем обмотки якоря. Числа пар полюсов обмоток и ротора связаны соотношением:

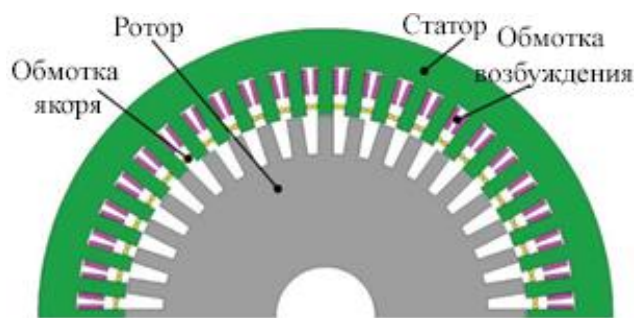


Рис. 1.15. Поперечное сечение ИМСДЗ с катушечными обмотками

$$N_R = 2 \cdot p_R = p_a + p_f \quad (1.20)$$

Число зубцов статора равно количеству полюсов обмотки возбуждения:

$$N_S = 2p_f \quad (1.21)$$

Число зубцов на один полюс обмотки якоря определяется соотношением пар полюсов обмотки возбуждения и обмотки якоря.

Скорость ротора определяется соотношением:

$$\omega_R = \frac{\omega_a}{N_R} = \frac{2 \cdot \omega_a}{p_a + p_f} \quad (1.22)$$

Редукция скорости такой машины определяется числом зубцов ротора.

Как и в случае DS- и FS- машин, появляется возможность заметить обмотку возбуждения на систему постоянных магнитов. Улучшаются удельные показатели, но при этом возрастает стоимость и снижаются регулировочные свойства [139, 147, 148, 183, 140].

В расширенном диапазоне скоростей и моментов данный тип машины не оптимизировался.

1.3.5. Вентильно-индукторная машина с аксиальным магнитным потоком

Такая машина представляет из себя индукторную машину с обмоткой возбуждения, зажатой между двумя пакетами «гладкого» статора. Она создает аксиальный магнитный поток. Силовая обмотка трехфазная и распределенная. Свойства машины приближены к синхронному двигателю с обмоткой возбуждения на роторе. Преимущества такой машины: бесконтактность, низкая стоимость изготовления, независимое возбуждение и широкий диапазон постоянства мощности, низкие пульсации момента, отсутствие потерь в роторе. Недостатки такого решения: нужны меры для предотвращения замыкания потока по подшипниковым щитам, затрудненный отвод тепла от обмотки возбуждения из-за малой площади контакта обмотки со статором машины [58].

Возможно аналогичное решение, но статор выполняется зубчатым, а силовая обмотка катушечной [38]. Такая машина близка по свойствам вентильно-индукторной машине с самовозбуждением (ВИМ).

1.4. Сопоставление электрических машин по технико-экономическим критериям. Объектно-ориентированный подход к проектированию класса синхронных реактивных и индукторных машин

1.4.1. Возможности работы электрических машин в расширенном диапазоне скоростей и моментов нагрузки

Механизмы, работающие в расширенном диапазоне скоростей и моментов нагрузки

Станы металлургического производства характеризуются циклическими перегрузками до 4 номинальных значений электромагнитного момента. Характер нагрузки – ударная кратковременная. При этом скорость вращения электрической машины низкая.

Транспортные средства требуют от тяговых электрических машин широкий диапазон изменения скоростей и моментов. Диапазон регулирования скорости вверх от номинальной до 7:1, перегрузки по моменту до 4 крат от его номинального

значения. Дополнительно к этому предъявляются высокие требованиями к массогабаритным и энергетическим показателям электрических машин.

Механизмы с вентиляторным характером нагрузки требуют от электрической машины достаточной перегрузочной способности при работе на номинальной скорости, при этом на малых скоростях нагрузка заметно снижается. Насосы буровых нефтяных установок предъявляются высокие требования к массогабаритным и энергетически показателям электрических машин в силу ограниченного объема для их размещения и удаленности от мощных систем электроснабжения. Кроме того, показатель надежности является актуальным в силу удаленного географического расположения нефтяных установок от электроремонтных заводов.

Таким образом, обобщенные требования со стороны технологического процесса, осуществляемого в больших диапазонах изменения скорости и момента рабочего органа, приводимого в движение электрической машиной: хорошие массогабаритные и энергетические показатели, надёжность, высокая перегрузочная способность. В разрезе этих требований ниже рассмотрим наиболее эффективные электромеханические преобразователи.

Традиционные электрические машины

Асинхронная машина характеризуется потерями энергии в роторе, которые ухудшают КПД и массогабаритные показатели. Кроме того, затрудняется отвод тепла от ротора, особенно в условиях стесненных габаритов для размещения. При работе в зоне повышенных скоростей выделяют два участка [153]: зоны постоянства и снижения мощности. При постоянной мощности из-за неполной управляемости током ротора и возрастания индуктивности рассеяния статорной обмотки снижается коэффициент мощности асинхронной машины. Это влечет к резкому снижению критического момента при двухкратном увеличении скорости в 4 раза. При четырехкратном – в 10 раз [34]. Перегрузочная способность машины не превышает трёхкратного значения от номинального момента. При этом оптимизация машины под наибольший номинальный момент влечет к уменьшению перегрузочного момента и наоборот.

Синхронная машина с постоянными магнитами на роторе бывает двух типов: для работы в зоне до номинальной скорости с постоянным моментом, для работы в зоне повышенных скоростей с возможностью ослабления поля постоянных магнитов [5]. Второй тип машины получил наибольшее распространение в тяговом электроприводе из-за хороших возможностей ослабления поля. Благодаря полной управляемости токами удается в зоне постоянства мощности увеличить коэффициент мощности практически до единицы. Такая машина выгодно отличается от асинхронной. Преимущество достигает минимум 20% во всем диапазоне скоростей. Недостатки: нестабильность и разные характеристики постоянных магнитов, высокая стоимость магнитов, проблемы с невозможностью снятия ПЭДС фазных обмоток.

Синхронные реактивные и индукторные электрические машины

Синхронные реактивные машины обладают простой конструкцией и малыми потерями в роторе. Это обстоятельство устраняет проблемы отвода тепла, которые есть в асинхронной машине. Возрастает удельный момент на единицу массы активных материалов и КПД. К недостаткам относятся пониженный коэффициент мощности и низкая прочность ротора при высоком отношении продольной индуктивности к поперечной. В этом случае делают малые перемычки между дорожками для проведения магнитного потока вблизи воздушного зазора.

Вентильно-индукторные машины обладают простой конструкцией как статора с концентрическими катушками обмоток, так и ротора с явно выраженными полюсами. Недостатки: пульсации момента, которые могут быть устранены только уменьшением среднего момента за период коммутации; высокая вероятность радиальных усилий из-за несимметричного расположения ротора при неточностях изготовления. Это приводит к частому выходу из строя подшипников.

Другие синхронные реактивные и индукторные машины нетрадиционной конструкции. Качественное сопоставление между собой синхронных реактивных и индукторных электрических машин в номинальной точке с целью рационального выбора машины проводилось в [153] (табл. 1.3). Сравнение выполнено по пяти критериям: удельному моменту, КПД, коэффициенту мощности, отказоустойчивости, затратам на изготовление.

Электрические машины с переключением поля и обмоткой возбуждения на статоре (FSDC) обладают большей удельной мощностью и удельным крутящим моментом, чем DSDC машины, поскольку активные материалы машины FSDC используются более эффективно. Обе машины с распределенными обмотками на статоре (с обмоткой возбуждения ИМсЗР и без нее СРМсЗР) обладают эффектом электромагнитной редукиции скорости, поэтому удельный крутящий момент для низкоскоростных применений здесь высокий.

Таблица 1.3

Анализ возможностей электрических машин

Название (тип) машины	Показатель				
	Уд. момент	КПД	Коэф. мощн.	Отказ.	Изгот.
СРМсАР	Уд.	Уд.	Низ.	Низ.	Выс.
DSDC	Хор.	Выс.	Уд.	Уд.	Сред.
DSPM	Сред.	Хор.	-	Повыш.	Низк.
FSDC	Выс.	Выс.	Уд.	Уд.	Сред.
FSPM	Выс.	Хор.	-	Сред.	Сред.
СРМсДЗ	Выс.	Уд.	Низ.	Выс.	Низ.
ИМсДЗ	Выс.	Выс.	Уд.	Уд.	Сред.
FRPM	Хор.	Хор.	-	Сред.	Сред.

Машины, которые содержат обмотку возбуждения (DSDC, FSDC и ИМсДЗ), обладают большим КПД, чем машины без обмотки возбуждения. Это объясняется большой индуктивностью машин без отдельной обмотки возбуждения и низким коэффициентом мощности. Управляемость машин с обмоткой возбуждения тоже лучше, чем машин без обмотки возбуждения СРМсДЗ и СРМсАР.

С точки зрения надежности и технологичности изготовления СРМсАР машины являются наихудшими, так как необходима продольная шихтовка ротора для создания его магнитной несимметрии. Напротив, СРМсДЗ простая и надёжная, а

также проста в изготовлении. Кроме того, он обладает наименьшей стоимостью материалов, так как у неё простая конструкция и отсутствует обмотка возбуждения.

Электрические машины с постоянными магнитами на статоре (DSPM, FSPM и FRPM) обладают следующими достоинствами:

- ✓ так как на роторе нет постоянных магнитов, то не проблем с высокоскоростными режимами работы привода и креплением постоянных магнитов на роторе;
- ✓ из-за расположения постоянных магнитов на статоре улучшаются условия их охлаждения и уменьшается их нестабильность из-за высокой температуры.

1.4.2. Объектно-ориентированный подход к проектированию класса синхронных реактивных и индукторных электрических машин

В ряде научных источников предлагаются методы оптимизации электромеханических преобразователей при работе в номинальной точке по методу весовых функций, который заключается в выборе рационального соотношения активных материалов (меди, электротехнической стали) путем введения весовых коэффициентов для каждого из элементов, участвующих в создании электромагнитного момента [34, 117, 119].

Наиболее близкий подход, в котором реализуется учет совместной работы полупроводникового преобразователя и двигателя, реализован в докторской диссертации [34]. В данной работе предлагалось оптимизацию геометрических параметров выполнять, представляя электромеханический преобразователь как систему с распределёнными параметрами, а поиск рациональной схемы силовых цепей и управляющих воздействий путем решения обычных временных дифференциальных уравнений с сосредоточенными параметрами. Обращалось внимание на наличие синергетического эффекта при питании электрической машины от электрического преобразователя.

Обобщая вышесказанное, можно сделать вывод, что при проектировании электрических машин исследуемого класса не учитывался характер нагрузочных и скоростных диаграмм перемещающихся частей механизмов, диктуемый требованиями

технологического процесса. Это приводило к завышению габарита машины, не использовались в полной мере возможности управления и активные материалы.

Предлагается новая стратегия проектирования электромеханических преобразователей класса синхронных реактивных и индукторных машин, которая учитывает расширенные диапазоны скоростей и моментов нагрузки.

На нулевом этапе проводилась оценка возможностей машин класса, чтобы выделить достоинства и недостатки каждого типа машины (рис. 1.16). На первом этапе разрабатывалась обобщенная аналитическая математическая модель, позволяющая выявить физические особенности электромеханического преобразования и дать рекомендации по выбору параметров машин. На втором этапе это позволило создать конечно-элементные модели машин с наилучшими параметрами.

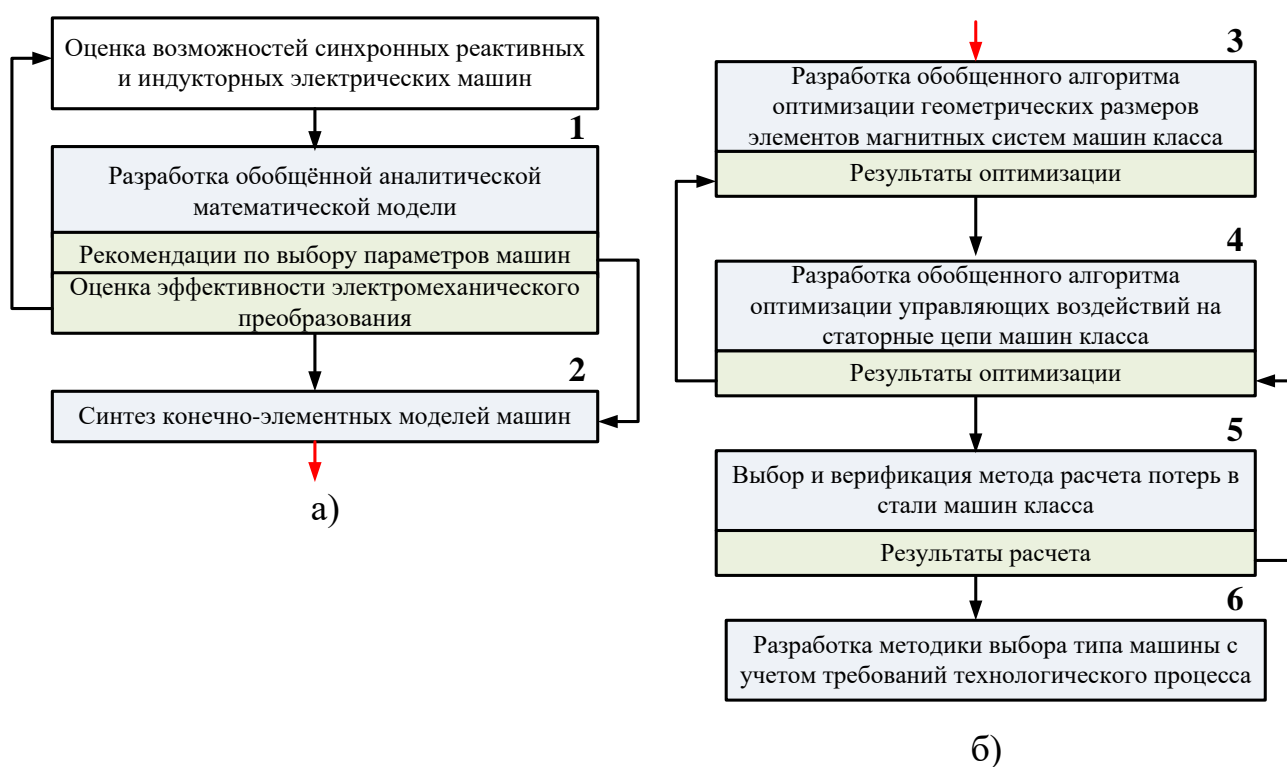


Рис. 1.16. Структура работы

На этих моделях проводилась оптимизация размеров элементов магнитопроводов машин исследуемого класса в расширенном диапазоне перегрузок по току и моменту (третий этап). На четвертом этапе проводилась оптимизация управляющих воздействий на статорные цепи электрических машин исследуемого класса также с учетом возможных перегрузок по току и моменту. Здесь же уточнялась геометрия

магнитных систем с учетом числа фаз и схемы обмотки машин. На пятом этапе выполнялся расчет потерь в стали и корректировка управляющих воздействий. На шестом, заключительном этапе, предлагалась методика выбора типа машины для конкретного технологического процесса.

1.5. Обзор производителей синхронных реактивных машин и их характеристик

Компания ABB [141] ("ASEA Brown Boveri") выпускает синхронные реактивные машины с анизотропным ротором (СРМсАР) с 2011 года. С тех пор темпы исследования этих машин увеличивались. Линейка мощностей охватывает диапазон от 5,5 до 315 кВт. Класс энергоэффективности этих машин IE5. Немецкие компании KSB ("Klein, Schanzlin & Becker") и Siemens [206, 209] выпускают линейку машин в диапазоне средних мощностей. Среди Российских разработчиков можно выделить ПАО «НИПТИЭМ», которые с 2015 выпускают линейку СРМсАР в диапазоне мощностей от 18,5 до 110 кВт.

Вентильно-индукторные машины (ВИМ) выпускают иностранные компании Nidec Motor Corporation (NMC), Switched Reluctance Drives Ltd, Aisin Seiki, Elektro Magnetix Ltd, Emotron A/b, Picanol, Sicmemotori. Российские производители ВИМ ООО «НПП «Эметрон», ООО «ВИЭМ», ООО «МИП «Мехатроника» ЮРГПУ(НПИ)», ЗАО НТЦ «Привод-Н», АО «Каскод», ООО «Сапфир», ОАО «Т-Гидропресс», ЗАО «ИРИС» МЭИ [125]. Применяется в тяге, в приводах с вентиляторной характеристикой момента.

Выводы по главе 1

1. Выполнена комплексная систематизация сведений по классам синхронных реактивных и индукторных электрических машин. Показано, что оценка потребительских свойств таких машин по всему комплексу технико-экономических показателей в достаточной степени не выполнялась и носит разрозненный и несистемный характер. Между тем показано, что машины рассматриваемого класса имеют большой неиспользуемый резерв по улучшению массогабаритных удельных показателей, которые могут быть достигнуты только при совместном учете работы электромеханического и полупроводникового преобразователей. Так, в некоторых научных трудах установлено, что наилучшее использование электромеханического преобразователя по массогабаритным показателям может быть достигнуто при несинусоидальном питании электрических машин, в том числе и в многофазной конфигурации, когда приходится пересматривать схему силовых цепей полупроводниковых преобразователей частоты.

2. В ряде научных источников предлагаются методы оптимизации электромеханических преобразователей при работе в номинальной точке по методу весовых функций, который заключается в выборе рационального соотношения активных материалов путем введения весовых коэффициентов для каждого из элементов, участвующих в создании электромагнитного момента.

3. Предлагается стратегия создания нового научного направления – нового подхода к разработке электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин, который учитывает не только особенности совместной работы полупроводникового и электромеханического преобразователей, но и объектно-ориентированного подхода, который учитывает характер нагрузочных и скоростных диаграмм механизмов, диктуемый требованиям технологического процесса. В этом случае проектирование электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин выполняется с учетом расширенного диапазона скоростей и моментов нагрузки.

ГЛАВА 2. ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИНАХ

Задачей главы является оценка удельных показателей синхронных реактивных и индукторных электрических машин различных типов и их сравнение между собой при одинаковых исходных данных. Поставленная задача решается путем моделирования процессов электромеханического преобразования энергии на основе принципа изменения запасенной магнитной энергии обмоток в функции угла поворота ротора электрической машины. Сопоставляемыми удельными показателями являются: электромагнитный момент, активная мощность, полная мощность и коэффициент мощности. Даются рекомендации по выбору параметров машин.

2.1. Синтез обобщенной математической модели

Постановка задачи. При питании электрической машины от электрического преобразователя появляются высшие гармоники в фазных токах обмоток. Кроме того, появляются дополнительные возможности синтеза формы фазного тока для улучшения удельных показателей электромеханических преобразователей. Особенности конструкции магнитных систем машин исследуемого класса приводят к появлению высших гармонических индукции в зазоре большой амплитуды даже при синусоидальных токах в фазных обмотках [69]. Большое количество математических моделей электрических машин построено на базе идеи обобщенной электрической машины, принадлежавшей Г. Крону. Дальнейшее развитие эта идея получила в трудах И.П. Копылова. Суть идеи заключается в представлении электромеханического преобразователя в виде многополюсника, на статоре и роторе которого размещены двухфазные обмотки, формирующие магнитное поле любой формы [53]. Простота и точность такой модели доказана для традиционных электрических машин [116]. При появлении переменных гармонических составляющих проводимости как со стороны статора, так и со стороны ротора, возникает эффект редукации скорости и бесконечный ряд гармонических индуктивности фазных обмоток [69]. Поэтому развитие теории обобщенного электромеханического

преобразователя с учетом особенностей СРМ и ИМ, перечисленных выше, является актуальным.

В табл. 2.1 представлены математические модели, которые существуют на сегодняшний день [34]. Исторически первая модель на основе электрических схем замещения. Она позволяет рассчитывать только установившиеся режимы электрических машин с синусоидальным распределением переменных. Вторая модель на основе многофазной обобщенной электрической машины позволяет рассчитывать все режимы работы электрических машин [149]. Сложность заключается в расчете и учете изменения индуктивностей обмоток в процессе работы машины. Модель на основе обмоточных функций [128] хорошо подходит для расчета удельных показателей СРМсЗР. Сложности появляются при необходимости учета электрической редукции скорости машины. Полевая модель является самой точной, но при этом требуются большие вычислительные затраты. Процедуры оптимизации таких затрат изложены, например в [34]. Таким образом, нет обобщенной математической модели, которая позволяла бы оценить эффективность электромеханического преобразования СРМ и ИМ. Актуальность создания такой модели диктуется необходимостью учитывать процессы электромеханического преобразования СРМ и ИМ с единой позиции, что позволяет осуществлять сопоставление различных типов электрических машин по единым критериям эффективности.

Таблица 2.1

Анализ существующих математических моделей

Тип модели	Перечень исходных данных для расчета	Точность модели	Требуемая вычислительная нагрузка	Область использования
1. Модель на базе электрических схем замещения	- параметры электрической машины; - задающие управляющие воздействия;	Ошибка 10-30 %	Минимальный, не требуется итерационных процедур.	Расчет установившихся режимов обычных электрических машин.

Тип модели	Перечень исходных данных для расчета	Точность модели	Требуемая вычислительная нагрузка	Область использования
2. На основе многофазной обобщенной электрической машины	- параметры электрической машины; - задающие управляющие воздействия.	Ошибка 10-25 %	Есть итерационные процедуры расчета за счет учёта графика кривой намагничивания.	Расчет переходных режимов обычных электрических машин. Сложность расчета и учета изменения индуктивностей обмоток для СРМ и ИМ.
3. Модель на основе обмоточных функций	- пазовые токи; - график проводимостей магнитного потока вдоль воздушного зазора.	Ошибка 10-15 %	Есть итерационные процедуры расчета за счет учёта графика кривой намагничивания.	Расчет удельных показателей СРМ. Нет возможности учесть электрическую редуцированную скорость.
4. Полевая математическая модель	- геометрия и свойства материалов; -токовые нагрузки.	Ошибка 5-10 %	Требуется решать большое количество уравнений.	Расчет установившихся, переходных режимов работы, удельных показателей, интегральных показателей.

Синтез модели. Любая математическая модель содержит принятые допущения и область применения. В данном случае допущениями являются: **электрическая машина не насыщена, магнитная проводимость стали равна бесконечности, отсутствуют потоки рассеяния.** Такую модель [69] можно использовать при моделировании электрических машин до номинальных значений скорости и момента. Возможно ее использовать и при перегрузках, а также на высоких скоростях вращения только при уточнении распределения проводимости вдоль воздушного

зазора или непосредственно индукции путем импорта соответствующих распределений из более точных моделей.

Исходной для моделирования является функция распределения тока $I(x, \alpha, t)$, зависящая от трех переменных. Распределение вдоль воздушного зазора по координате x может осуществляться, например, в виде кусочно-заданной функции на интервале от 0 до 2π , причем на каждом из интервалов функция задается во времени t и зависит от угла поворота ротора α , в случае наличия на нем обмотки. Интегрированием функции $I(x, \alpha, t)$ по координате x получаем распределение МДС вдоль воздушного зазора и во времени:

$$f(x, \alpha, t) = \int I(x, \alpha, t) dx \quad (2.1)$$

Результирующее распределение МДС вдоль воздушного зазора можно записать и по-другому:

$$\begin{aligned} f(x, t, \alpha) &= \int I_{11}(x, t) dx + \int I_{12}(x, t) dx + \int I_{21}(x, \alpha, t) dx = \\ &= f_{11}(x, t) + f_{12}(x, t) + f_{21}(x, \alpha, t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

где f_{11} – распределение МДС от тока в первой обмотке, которая расположена на статоре; f_{12} – распределение МДС от тока во второй обмотке, которая расположена на статоре; f_{21} – распределение МДС от тока в обмотке, которая расположена на роторе; $\alpha = \omega_p t + \alpha_0$ – угловое смещение ротора вдоль расточки статора со скоростью ω_p и его начальным положением α_0 . В случае отсутствия какой-либо обмотки, ее функция будет равна нулю.

Распределение индукции вдоль воздушного зазора получаем путем умножения МДС на проводимость в данной точке воздушного зазора:

$$B_\delta(x, t, \alpha, x_K) = (f(x, t, \alpha) + fA(x, t)) \cdot 2 \cdot \frac{Z_1(x) \cdot Z_2(x, t, \alpha, x_K)}{Z_1(x) + Z_2(x, t, \alpha, x_K)} \quad (2.3)$$

где Z_1 – распределение магнитной проводимости вдоль воздушного зазора со стороны статора, если он зубчатый; Z_2 – распределение магнитной проводимости вдоль воздушного зазора со стороны ротора, если он зубчатый. При «гладком» статоре или роторе функции проводимости будут равны бесконечности соответственно; fA – распределение МДС от тока обмотки, создающей аксиальный поток

вдоль продольной оси машины и униполярный поток в воздушном зазоре; x_K – координата витка по расточке статора вдоль воздушного зазора.

Следует заметить, что Z_2 зависит от x_K только в случае анизотропного ротора и только для обмоток, создающих радиальный поток в машине.

Поток через k -тый виток обмотки с координатами сторон x_K и $x_K + \Delta x$ может быть рассчитан по формуле:

$$F_K(t, \alpha, x_K) = \int_{x_K}^{x_K + \Delta x} B_\delta(x, t, \alpha, x_K) dx \quad (2.4)$$

где Δx – разница между координатами сторон витка.

Изменение магнитного потока через k -тый виток обмотки при повороте ротора:

$$E_K(t, \alpha, x_K) = -\frac{\partial F_K(t, \alpha, x_K)}{\partial \alpha} \cdot \frac{1}{p_s} \cdot \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

где p_s – число пар полюсов статорной обмотки.

Коэффициент $\frac{1}{2}$ появляется в формуле (2.5) только в том случае, если один и тот же виток выступает источником потока для других витков, при этом сам принимает поток от других витков. Такая ситуация характерна для синхронных реактивных и индукторных электрических машин. Для обычных электрических машин с обмоткой на роторе этот коэффициент равен единице. Если обмотка состоит из нескольких витков, то изменение магнитного потока этой обмотки будет суммой изменений от каждого витка в отдельности.

Электромагнитное преобразование возможно только при изменении электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях электрической машины, в функции угла поворота ротора [114]. Энергия запасается в одном витке и ее изменение осуществляется за счет поворота несимметричного в магнитном отношении ротора, либо в системе витков, которые взаимодействуя между собой изменяют общую электромагнитную энергию машины при повороте ротора [30]. В силу вышесказанного электромагнитный момент можно записать в виде:

$$M(t, \alpha) = \int_{x_1}^{x_n} E_{Kt}(t, \alpha, x_K) \cdot I_K(x_K, \alpha, t) dx_K \quad (2.6)$$

где n – общее количество витков в машине.

ЭДС, которая наводится с в витке с координатой x_k :

$$E_{Kt}(t, \alpha, x_K) = - \frac{\partial F_K(t, \alpha, x_K)}{\partial t} \cdot \frac{1}{p_s} \quad (2.7)$$

Активная мощность витка обмотки [64]:

$$P(x_K, \alpha) = \frac{1}{T} \int_0^T E_{Kt}(t, \alpha, x_K) \cdot I_K(x_K, \alpha, t) dt \quad (2.8)$$

Действующее значение ЭДС в витке [64]:

$$E_{Kt}^d(x_K, \alpha) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E_{Kt}(t, \alpha, x_K)^2 dt} \quad (2.9)$$

Действующее значение тока в витке обмотки [64]:

$$I_K^d(x_K, \alpha) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_K(x_K, \alpha, t)^2 dt} \quad (2.10)$$

Полная мощность:

$$S(x_K, \alpha) = E_{Kt}^d(x_K, \alpha) \cdot I_K^d(x_K, \alpha) \quad (2.11)$$

Коэффициент мощности:

$$K_M(x_K, \alpha) = \frac{P(x_K, \alpha)}{S(x_K, \alpha)} \quad (2.12)$$

Границы применимости полученной модели. В предлагаемой модели принято, что: электрическая машина не насыщена, магнитная проводимость стали равна бесконечности, отсутствуют потоки рассеяния. Такая модель позволила получить показатели эффективности электрических машин при любых управляющих воздействиях и для различных конфигураций магнитных систем активной части до номинальных значений скоростей и моментов с установленной погрешностью. В зонах перегрузок по моменту и ослабления поля необходим учет распределения магнитных полей путем решения дифференциальных уравнений с распределенными параметрами методом конечных элементов [30].

На рис. 2.1а показаны результаты расчета электромагнитного момента для синхронной реактивной машины с зубчатым ротором, которая относится к типу №1 по табл. 1.1. Расчет проводился в функции относительных значений тока обмоток и скорости машины в диапазоне от 0,5 до 2,5. Следует учесть, что погрешность принятой обобщенной математической модели (поверхность 1) существенно возрастает при увеличении нагрузки и скорости выше номинальных значений (рис. 2.1б). При больших нагрузках возрастают потоки рассеяния и искажается картина распределения проводимости магнитному потоку вблизи воздушного зазора. Этот эффект обусловлен насыщением стали, проводимость которой в модели была принята бесконечности. С возрастанием скорости проявляются электрический и магнитный скин-эффекты, возрастают потери в стали. Эти обстоятельства не учтены в модели. Оценку эффективности электромеханического преобразования при перегрузках и при работе электрических машин во второй зоне по скорости следует выполнять с помощью более точных математических моделей, например, конечно-элементных (поверхность 2 на рис. 2.1а).

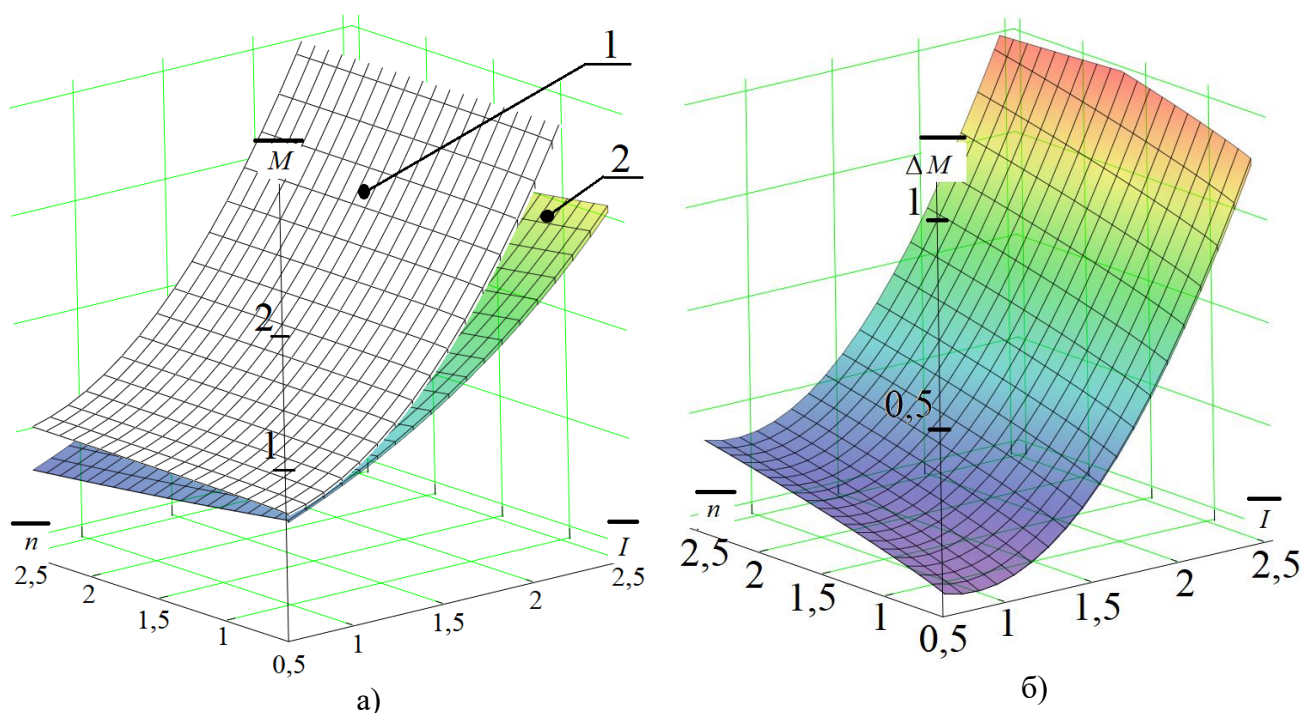


Рис. 2.1. Погрешность обобщенной математической модели при расчете момента СРМсЗР в функции тока и скорости электрической машины: 1 – обобщённая математическая модель, 2 – конечно-элементная математическая модель

Для примера рассчитаем распределения индукции вдоль воздушного зазора и электромагнитный момент в функции угла поворота ротора СРМсЗР при разной степени насыщения магнитной системы: магнитная система не насыщена (рис. 2.2а, в), магнитная система на границе насыщения (рис. 2.2б, г). Условия получения выходных координат: индукция рассчитывается для одного момента времени, когда электромагнитный момент максимальный (рис. 2.2а, б); момент рассчитывается за половину электрического оборота ротора (рис. 2.2в, г). На рис. 2.2 представлены результаты расчетов по двум математическим моделям: обобщенной предложенной математической модели (кривые 1) и конечно-элементной модели (кривые 2).

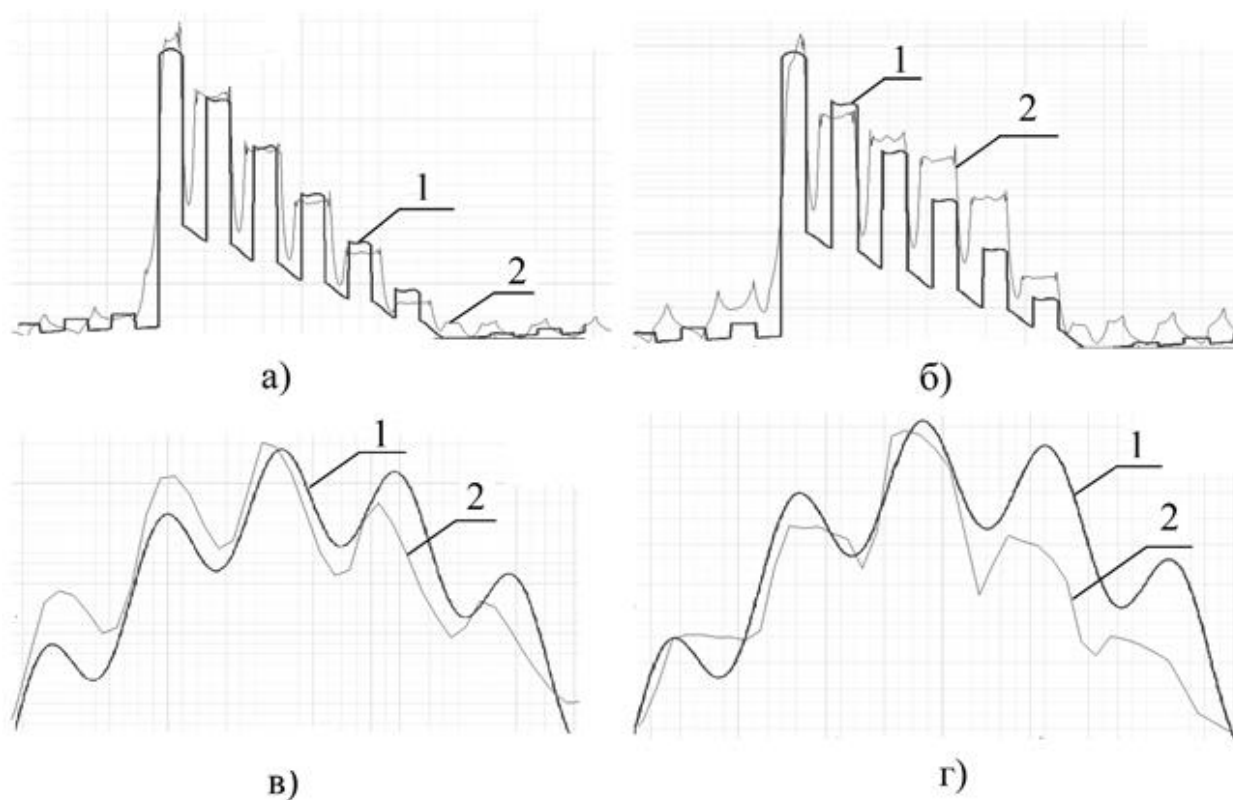


Рис. 2.2. Графики индукции в зазоре (а, б) и электромагнитного момента (в, г) для двух моделей: предложенной обобщенной (1) и конечно-элементной (2)

Точность обобщенной математической модели при отсутствии насыщения выше по сравнению с точностью при насыщенном состоянии магнитной системы. Это объясняется перераспределением проводимостей при насыщении магнитной системы, т.к. кривая намагничивания нелинейна. В следствие этого происходит

увеличение меньших значений индукции (рис. 2б, кривая 2), т.е. уплощение кривой индукции. Погрешность ширины зубцов индукции объясняется сложной формой паза, которая не учтена в предлагаемой модели. Погрешность по разнице максимальных и минимальных значений индукции можно уменьшить при настройке аналитической модели с помощью задания нужной разницы максимальных и минимальных значений проводимости статора после расчета методом конечных элементов [69].

Сопоставление значений электромагнитного момента проводилось также для двух состояний магнитной системы: не насыщена (рис. 2в) и насыщена (рис. 2 г). Для обоих состояний погрешность объясняется интегральной погрешностью расчета индукции вдоль воздушного зазора. «Зубчатый» характер кривой момента объясняется неравномерным изменением энергии магнитного поля при смещении ротора вследствие наличия зубцов на статоре. При положении краев полюсов над пазами и прохождении всей ширины паза интегральное значение магнитного потока вдоль всего воздушного зазора практически не меняется, это приводит к резкому снижению момента. В случае нахождения краев полюсов над зубцами статора в процессе его вращения магнитный поток вдоль всего воздушного зазора изменяется существенно и происходит увеличение электромагнитного момента.

Таким образом, полученная математическая модель электромеханического преобразователя позволяет решать следующие задачи [69]:

1. Задачи оценочного сопоставления электромагнитных переменных различных электрических машин до номинальных значений скорости и момента путем численного решения уравнений модели, либо по упрощенным расчетным формулам, полученным ниже;
2. Задачи поиска взаимосвязи между скоростью вращения ротора и частотами тока в обмотках машины для однонаправленного электромеханического преобразования;
3. Задачи выбора наилучших параметров ИМ.

2.2. Расчет показателей эффективности электрических машин для гармонических распределений МДС и проводимостей

К показателям эффективности отнесем: электромагнитный момент и коэффициент мощности. Данный расчет позволяет установить взаимосвязь между задающими воздействиями, геометрией активной части машины и целевыми удельными показателями для разных типов синхронных реактивных и индукторных электрических машин.

Базовым является расчет обычной электрической машины в расширенном варианте, т.е. отношение чисел пар полюсов обмотки статора и ротора произвольное, угловые частоты вращения магнитных полей и их соотношение также произвольное. Это позволит в дальнейшем использовать полученные выводы для получения упрощенных формул расчета и анализа процессов электромеханического преобразования в синхронных реактивных и индукторных электрических машинах, где будет большое количество гармоник МДС, индукции, магнитной проводимости разных частот в воздушном зазоре.

Обычная электрическая машина (ОМ). Примем допущения: число фаз обмотки статора, число пазов для укладки обмоток статора и ротора равны бесконечности, в каждой фазе только один виток на одну пару полюсов. Эти допущения позволяют получить гармонические распределения тока, МДС и индукции вдоль воздушного зазора. Обмотка ротора однофазная. Для упрощения расчетов примем, что число пар полюсов обмотки статора равно единице $p_s = 1$. Это означает, что мы приняли за базу это число пар полюсов. Число пар полюсов ротора будет изменяться относительно этой базовой величины. Для пересчета на другое число пар полюсов достаточно величины в формулах (2.5) и (2.7) разделить на это значение.

Сначала рассчитаем *электромагнитный момент*. Пусть задан ток статора, который зависит от координаты по расточке x статора и времени t :

$$i_s(x, t) = A_s \cdot \cos(x + \omega_s \cdot t) \quad (2.13)$$

где A_s – амплитудное значение тока статора; ω_s – угловая частота вращения вектора тока вдоль воздушного зазора.

Синусоидальная МДС статора получается интегрированием по формуле (2.1):

$$f_S(x, t) = A_S \cdot \sin(x + \omega_S \cdot t) \quad (2.14)$$

Пусть есть синусоидальная МДС ротора с произвольным амплитудным значением:

$$f_R(x, t) = A_R \cdot \sin(p_R \cdot (x + \alpha_0) + \omega_R \cdot t) \quad (2.15)$$

где p_R – число пар полюсов обмотки ротора; ω_R – угловая частота вращения вектора МДС ротора; A_R – амплитудное значение МДС ротора вблизи воздушного зазора; α_0 – механический угол смещения ротора относительно вектора МДС статора.

Результатом взаимодействия МДС статора и ротора является общая МДС, равная их сумме. Аксиального потока в данном случае нет. Примем для простоты $Z_1 = Z_2 = 1$. Единичное значение проводимостей статора и ротора выбраны для удобства расчетов. В общем случае они могут быть любыми постоянными. Согласно формуле (2.3) распределение индукции в воздушном зазоре полностью повторяет распределение МДС.

Находим магнитный поток от обмотки ротора через виток обмотки статора с координатой x_K вдоль воздушного зазора, $\Delta x = \pi$. Для упрощения расчета поток от обмотки статора через ее собственный виток находить в нашем случае нет смысла, если речь идет о расчете электромагнитного момента, так как этот поток не будет изменяться в функции угла поворота ротора:

$$\begin{aligned} F_K^R(x_K, t, \alpha_0) &= \int_{x_K}^{x_K + \pi} A_R \cdot \sin(p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) dx = \\ &= \frac{A_R}{p_R} \cdot \left[\cos(p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) - \cos(\pi \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) \right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Находим изменение потока от обмотки ротора через виток обмотки статора с координатой x_K вдоль воздушного зазора:

$$\begin{aligned} \Delta F_K^R(x_K, t, \alpha_0) &= -\frac{dF_K^R(x_K, t, \alpha_0)}{d\alpha_0} = A_R \cdot \sin(p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) - \\ &- A_R \cdot \sin(\pi \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Ток статора, который протекает в витке с координатой x_K вдоль воздушного зазора:

$$i_K(x_K, t) = A_S \cdot \cos(x_K + \omega_S \cdot t) \quad (2.18)$$

Произведение ЭДС вращения, наведенной в витке обмотки статора на ток этого витка будет момент, который создается этим витком:

$$\begin{aligned} M_K(x_K, t, \alpha_0) &= \Delta F_K^R(x_K, t, \alpha_0) \cdot i_K(x_K, t) = A_R \cdot A_S \cdot \cos(x_K + \omega_S \cdot t) \times \\ &\times \left[\begin{aligned} &\sin(p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) - \\ &-\sin(\pi \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) \end{aligned} \right] = \\ &= -2 \cdot A_R \cdot A_S \cdot \cos(x_K + \omega_S \cdot t) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \times \\ &\times \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t\right) = -A_R \cdot A_S \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \times \\ &\times \left[\begin{aligned} &\cos\left((p_R - 1) \cdot x_K + (\omega_R - \omega_S) \cdot t + p_R \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \alpha_0\right]\right) + \\ &+\cos\left((p_R + 1) \cdot x_K + (\omega_R + \omega_S) \cdot t + p_R \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \alpha_0\right]\right) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

Интегрируя по всем виткам в диапазоне координат вдоль воздушного зазора от 0 до π , мы получим функцию изменения электромагнитного момента от времени. Следует отметить, что если число витков с координатой x_K , больше одного, то возрастет E_K и уменьшится ток витка i_K , при этом момент от витка останется прежним:

$$\begin{aligned} M_1(t, \alpha_0) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi M_K(x_K, t, \alpha_0) dx_K = \frac{A_S \cdot A_R}{\pi} \cdot \sin(\pi \cdot p_R) \times \\ &\times \left[\frac{\sin([\pi + \alpha_0] \cdot p_R + (\omega_R + \omega_S) \cdot t)}{p_R + 1} + \frac{\sin([\pi + \alpha_0] \cdot p_R + (\omega_R - \omega_S) \cdot t)}{p_R - 1} \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Для случая $p_S = p_R = 1$ получим:

$$M_2(t, \alpha_0) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi M_K(x_K, t, \alpha_0) dx = A_S \cdot A_R \cdot \sin((\omega_R - \omega_S) \cdot t + \alpha_0) \quad (2.21)$$

Анализируя выражения (2.20) и (2.21), можно сделать следующие выводы:

✓ Однонаправленные электрохимические преобразование энергии возможно только при соблюдении условий $p_S = p_R$ и $\omega_S = \omega_R$. Если число пар полюсов статора будет больше одного, то момент будет увеличен в это число раз при других неизменных параметрах. При $\omega_S \neq \omega_R$ момент будет пульсирующим с нулевым средним значением;

✓ Если $p_S \neq p_R$, то электромагнитный момент будет равен нулю при любых ω_S и ω_R .

Если первый вывод очевиден, то второй требует пояснения. При целом числе пар полюсов обмотки ротора из формулы (2.20) следует, что момент равен нулю. Если это число дробное, то его нужно домножить на целое до целого. Например, $p_R = 1,5$. Умножаем на 2 и получаем $p_R = 3$, а $p_S = 2$. Воспользоваться формулой для момента нужно следующим образом: для первой пары полюсов обмотки статора подставляем $\alpha_0 = 0$, а для второй пары $\alpha_0 = 2\pi / (p_S \cdot p_R)$, а затем значения складываем. Такие трудности возникают из-за того, что мы приняли $p_S = 1$ в самом начале расчета для его упрощения. В общем случае для любого числа пар полюсов обмотки статора получится:

$$\sum_{n=0}^{p_S-1} M_1 \left(t, \frac{2\pi \cdot n}{p_S \cdot p_R} \right) = 0 \quad (2.22)$$

Для расчета *активной мощности* воспользуемся выражением (2.16). ЭДС, наведенная в витке от потока статора, на величину активной мощности не влияет. Возьмем производную по времени для расчета ЭДС, наведенной в витке от изменения потока ротора:

$$\begin{aligned} E_K^R(x_K, t, \alpha_0) &= -\frac{dF_K^R(x_K, t, \alpha_0)}{dt} = \frac{A_R}{p_R} \cdot \omega_R \times \\ &\times \left[\sin(p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) - \sin(\pi \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t) \right] = \\ &= -2 \cdot \frac{A_R}{p_R} \cdot \omega_R \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t\right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Мгновенная активная мощность витка обмотки статора будет равна:

$$\begin{aligned}
P_M(x_K, \alpha_0, t) &= E_K^R(x_K, t, \alpha_0) \cdot i_K(x_K, t) = -2 \cdot \frac{A_R \cdot \omega_R}{p_R} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \times \\
&\times A_S \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \omega_R \cdot t\right) \cdot \cos(x_K + \omega_S \cdot t) = \\
&= -\frac{A_S \cdot A_R \cdot \omega_R}{p_R} \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] - x_K + (\omega_R - \omega_S) \cdot t\right) + \right. \\
&\quad \left. + \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + x_K + (\omega_R + \omega_S) \cdot t\right) \right] \times \\
&\times \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right)
\end{aligned} \tag{2.24}$$

Активная мощность витка обмотки за период тока статора в общем случае:

$$\begin{aligned}
P_{K1}(x_K, \alpha_0) &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P_M(x_K, \alpha_0, t) dt = -\frac{A_S \cdot A_R \cdot \omega_S \cdot \omega_R}{\pi \cdot p_R} \times \\
&\times \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \times \\
&\times \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] - x_K + \frac{\omega_R}{\omega_S} \cdot \pi\right)}{\omega_R - \omega_S} + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + x_K + \frac{\omega_R}{\omega_S} \cdot \pi\right)}{\omega_R + \omega_S} \right]
\end{aligned} \tag{2.25}$$

где $T = 2\pi / \omega_S$ – период тока статора.

В случае выполнения равенства $\omega_S = \omega_R$, при этом $p_S \neq p_R$:

$$P_{K2}(x_K, \alpha_0) = \frac{A_S \cdot A_R \cdot \omega_S}{p_R} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \cdot \cos\left(x_K - \frac{\pi}{2} \cdot p_R - p_R \cdot [x_K + \alpha_0]\right) \tag{2.26}$$

В случае выполнения равенства $p_S = p_R = 1$, при этом $\omega_S \neq \omega_R$:

$$P_{K3}(x_K, \alpha_0) = -\frac{A_S \cdot A_R \cdot \omega_S \cdot \omega_R}{\pi} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \times$$

$$\times \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_0 + \frac{\omega_R}{\omega_S} \cdot \pi\right)}{\omega_R - \omega_S} + \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_0 + \frac{\omega_R}{\omega_S} \cdot \pi + 2 \cdot x_K\right)}{\omega_R + \omega_S} \right] \quad (2.27)$$

В случае выполнения равенства $p_S = p_R = 1$, при этом $\omega_S = \omega_R$:

$$P_{K4}(\alpha_0) = A_S \cdot A_R \cdot \omega_S \cdot \sin(\alpha_0) \quad (2.28)$$

Анализируя выражения (2.25) – (2.27) можно сделать следующие выводы:

- ✓ Если выполняются условия $p_S = p_R = 1$ и $\omega_S = \omega_R$, то активная мощность будет произведением электромагнитного момента на угловую скорость вращения поля статора;
- ✓ Для случая $p_S = p_R = 1$ и $\omega_S \neq \omega_R$ активная мощность будет равна нулю, если отношение ω_R / ω_S будет целым числом. Момент в этом случае будет пульсирующим, и энергия за период тока будет то преобразовываться в механическую, то отдаваться обратно в сеть;
- ✓ Для случая $p_S = p_R = 1$ и $\omega_S \neq \omega_R$ энергия будет потребляться из сети и возвращаться в неё за несколько периодов тока статора, если отношение ω_R / ω_S будет дробным числом. При этом среднее значение активной мощности может быть любым (нулевым, положительным или отрицательным). Это зависит от отношения ω_R / ω_S и угла α_0 ;
- ✓ Если отношение p_R / p_S четное число, то активная мощность будет равна нулю при любых ω_S и ω_R ;
- ✓ Если отношение p_R / p_S нечетное число больше единицы, а отношение ω_R / ω_S будет дробным числом, то энергия будет потребляться из сети и возвращаться обратно за несколько периодов тока статора;
- ✓ Если отношение p_R / p_S нечетное число больше единицы, а $\omega_R = \omega_S$, то энергия будет передаваться от одного источника питания одной из обмоток к другому источнику второй обмотки;

✓ Если отношение p_R/p_S будет дробным, то, как и в случае с выражением для электромагнитного момента, нужно домножить на целое число до целого, чтобы отношение p_R/p_S стало целым числом. Угол α_0 в выражениях для активной мощности (2.25) и (2.26) требуется подставить согласно формуле, аналогичной

$$(2.22): \sum_{n=0}^{p_S-1} P_{K1(K2)} \left(x_K, \frac{2\pi \cdot n}{p_S \cdot p_R} \right).$$

Для расчета *полной мощности* и последующего нахождения *коэффициента мощности* нужно найти действующие значения тока и напряжения. Поток от обмотки статора через ее собственный виток:

$$\begin{aligned} F_K^S(x_K, t) &= \int_{x_K}^{x_K+\pi} A_S \cdot \sin(x + \omega_S \cdot t) dx = \\ &= A_S \cdot [\cos(x_K + \omega_S \cdot t) - \cos(\pi + x_K + \omega_S \cdot t)] \end{aligned} \quad (2.29)$$

Возьмем производную по времени для расчета ЭДС, приведенной в витке от изменения потока статора:

$$\begin{aligned} E_K^S(x_K, t) &= -\frac{dF_K^S(x_K, t)}{dt} = A_S \cdot \omega_S \cdot \left[\begin{array}{l} \sin(x_K + \omega_S \cdot t) - \\ -\sin(\pi + x_K + \omega_S \cdot t) \end{array} \right] = \\ &= -2 \cdot A_S \cdot \omega_S \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + x_K + \omega_S \cdot t\right) = 2 \cdot A_S \cdot \omega_S \cdot \sin(x_K + \omega_S \cdot t) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Действующее значение напряжения в общем виде:

$$\begin{aligned} E_K^d(x_K, t, \alpha_0) &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (E_K^S(x_K, t) + E_K^R(x_K, t, \alpha_0))^2 dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (E_K^S(x_K, t))^2 dt + \frac{2}{T} \cdot \int_0^T (E_K^S(x_K, t) \cdot E_K^R(x_K, t, \alpha_0)) dt +} \\ &\quad \sqrt{+ \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (E_K^R(x_K, t, \alpha_0))^2 dt} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Воспользовавшись формулами [54] понижения степени для 1 и 3 интегралов формулы (2.31), а преобразованием произведения косинусов в сумму для 2 интеграла получим действующее значение напряжения в витке при условии $\omega_S \neq \omega_R$, при этом $p_S \neq p_R$:

$$\begin{aligned}
E_{K1}^d(x_K, \alpha_0) = \sqrt{2} \cdot & \left[\begin{aligned} & \overline{A_S^2 \cdot \omega_S^2 + \frac{A_R^2 \cdot \omega_R^2}{p_R^2} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right)} \times \\ & \left[1 + \frac{\omega_S}{2 \cdot \pi \cdot \omega_R} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \times \right. \\ & \left. \times \cos\left(\pi \cdot p_R + 2 \cdot p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + 2 \cdot \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \right] + \\ & + \frac{2 \cdot A_S \cdot A_R \cdot \omega_S^2 \cdot \omega_R}{\pi \cdot p_R} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \times \\ & \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S} - x_K\right)}{\omega_S - \omega_R} + \right. \\ & \left. \times \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] + \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S} + x_K\right)}{\omega_S + \omega_R} \right] \end{aligned} \right] \quad (2.32)
\end{aligned}$$

В случае выполнения равенства $p_S = p_R = 1$, при этом $\omega_S \neq \omega_R$:

$$\begin{aligned}
E_{K2}^d(x_K, \alpha_0) = \sqrt{2} \cdot & \left[\begin{aligned} & \overline{A_S^2 \cdot \omega_S^2 + A_R^2 \cdot \omega_R^2} \times \\ & \left[1 - \frac{\omega_S}{2 \cdot \pi \cdot \omega_R} \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \times \right. \\ & \left. \times \cos\left(2 \cdot [x_K + \alpha_0] + 2 \cdot \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \right] + \\ & + \frac{2 \cdot A_S \cdot A_R \cdot \omega_S^2 \cdot \omega_R}{\pi} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right) \times \\ & \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_0 + \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S}\right)}{\omega_S - \omega_R} + \right. \\ & \left. \times \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_0 + \pi \cdot \frac{\omega_R}{\omega_S} + 2 \cdot x_K\right)}{\omega_S + \omega_R} \right] \end{aligned} \right] \quad (2.33)
\end{aligned}$$

В случае выполнения равенства $\omega_S = \omega_R$, при этом $p_S \neq p_R$:

$$E_{K3}^d(x_K, \alpha_0) = \sqrt{2} \cdot \omega_S \cdot \sqrt{\left(A_S^2 + \frac{A_R^2}{p_R^2} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) + \frac{2 \cdot A_S \cdot A_R}{p_R} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R\right) \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot p_R + p_R \cdot [x_K + \alpha_0] - x_K\right)} \quad (2.34)$$

В случае выполнения равенства $\omega_S = \omega_R$, при этом $p_S = p_R = 1$:

$$E_{K4}^d(\alpha_0) = \sqrt{2} \cdot \omega_S \cdot \sqrt{A_S^2 + A_R^2 + 2 \cdot A_S \cdot A_R \cdot \cos(\alpha_0)} \quad (2.35)$$

Действующее значение тока легко определяется из выражения (2.13), а полная мощность при условии $\omega_S \neq \omega_R$, при этом $p_S \neq p_R$ будет равна:

$$S_{K1}(x_K, \alpha_0) = \frac{A_S}{\sqrt{2}} \cdot E_{K1}^d(x_K, \alpha_0) \quad (2.36)$$

В случае выполнения равенства $p_S = p_R = 1$, при этом $\omega_S \neq \omega_R$:

$$S_{K2}(x_K, \alpha_0) = \frac{A_S}{\sqrt{2}} \cdot E_{K2}^d(x_K, \alpha_0) \quad (2.37)$$

В случае выполнения равенства $\omega_S = \omega_R$, при этом $p_S \neq p_R$:

$$S_{K3}(x_K, \alpha_0) = \frac{A_S}{\sqrt{2}} \cdot E_{K3}^d(x_K, \alpha_0) \quad (2.38)$$

В случае выполнения равенства $\omega_S = \omega_R$, при этом $p_S = p_R = 1$:

$$S_{K4}(\alpha_0) = \frac{A_S}{\sqrt{2}} \cdot E_{K4}^d(\alpha_0) \quad (2.39)$$

Коэффициент мощности определяется по выражению:

$$\lambda_{Ki} = \frac{P_{Ki}}{S_{Ki}} \cdot 100\% \quad (2.40)$$

Анализируя выражения (2.32)-(2.39) можно сделать следующие выводы:

- ✓ Полная мощность будет отлична от нуля, когда угловая частота тока и его амплитуда хотя бы одной обмотки отлична от нуля;
- ✓ Коэффициент мощности будет отличен от нуля только в двух случаях: однонаправленного электромеханического преобразования или трансформаторной передачи энергии от одного источника питания другому.

✓ Коэффициент мощности удобно рассчитывать только для случая однонаправленного электромеханического преобразования по «моментному» треугольнику [119].

Для обычной электрической машины при следующих параметрах: $A_S = A_R = 0,707$, $p_S = p_R = 1$, $\omega_S = \omega_R = 1$, $\alpha_0 = \pi/2$. Электромагнитный момент равен $M_I = 0,5$, активная мощность $P_{K4} = 0,5$, полная мощность $S_{K4} = 0,707$, коэффициент мощности $\lambda_{K4} = 0,707$.

Понятие электрической редукции. Электрическая редукция частоты возникает при наложении (модуляции) двух гармонических сигналов друг на друга либо временной области (например, импульсно-векторное управление скоростью), либо пространственной области (магнитная не симметрия статора или ротора). В результате наложения возникают другие гармонические сигналы с частотами, равными разности и сумме частот исходных сигналов, а также полезно взаимодействуют с третьим сигналом такой же частоты.

Синхронная реактивная машина с магнитной анизотропией ротора (СРМсАР). Для упрощения выражений перейдем в систему координат, связанную с анизотропным ротором машины. Тогда для МДС по осям d и q можно записать:

$$\begin{aligned} f_d(x,t) &= \frac{A_S}{p_S} \cdot \cos([\omega_S - \omega_Z] \cdot t + \alpha_0) \cdot \sin(p_S \cdot x) \\ f_q(x,t) &= \frac{A_S}{p_S} \cdot \sin([\omega_S - \omega_Z] \cdot t + \alpha_0) \cdot \cos(p_S \cdot x) \end{aligned} \quad (2.41)$$

Распределения индукции по осям будет таким:

$$\begin{aligned} B_{\delta d}(x,t) &= f_{Z_{\max}} \cdot f_d(x,t) \\ B_{\delta q}(x,t) &= f_{Z_{\min}} \cdot f_q(x,t) \end{aligned} \quad (2.42)$$

В данном случае функции проводимостей будут постоянными. Для однонаправленного электромеханического преобразования необходимо, чтобы две гармоники индукции были одинаковой полюсности и частоты, а также должны быть сдвинуты друг относительно друга на 90 электрических градусов. При этом волна индукции статора получается в случае отсутствия анизотропии у ротора.

Электромагнитный момент складывается из двух составляющих. Первая составляющая получается, как результат взаимодействия индукции по оси d и МДС (индукции при отсутствии анизотропии ротора) по оси q . Вторая составляющая, наоборот, получается, как как результат взаимодействия индукции по оси q и МДС (индукции при отсутствии анизотропии ротора) по оси d :

$$\begin{aligned}
 M(\alpha_0, t) &= f_{Z\max} \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([\omega_s - \omega_z] \cdot t + \alpha_0) \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([\omega_s - \omega_z] \cdot t + \alpha_0) - \\
 &- f_{Z\min} \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([\omega_s - \omega_z] \cdot t + \alpha_0) \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([\omega_s - \omega_z] \cdot t + \alpha_0) = \\
 &= \left(\frac{A_s}{p_s} \right)^2 \cdot \sin(2 \cdot [\omega_s - \omega_z] \cdot t + 2 \cdot \alpha_0) \cdot \frac{f_{Z\max} - f_{Z\min}}{2} \cdot p_s
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

В случае равенства скорости поля статора и скорости вращения ротора $\omega_s = \omega_z$:

$$M(\alpha_0) = \frac{A_s^2}{p_s} \cdot \sin(2 \cdot \alpha_0) \cdot \frac{f_{Z\max} - f_{Z\min}}{2} \tag{2.44}$$

Активная мощность по формуле (2.28):

$$P(\alpha_0) = \left(\frac{A_s}{p_s} \right)^2 \cdot \omega_s \cdot \sin(2 \cdot \alpha_0) \cdot \frac{f_{Z\max} - f_{Z\min}}{2} \tag{2.45}$$

Полная мощность по формуле (2.39) при условии, что потокосцепление складывается по двум ортогональным осям:

$$S(\alpha_0) = \left(\frac{A_s}{p_s} \right)^2 \cdot \omega_s \cdot \sqrt{f_{Z\max}^2 \cdot \cos^2 \alpha_0 + f_{Z\min}^2 \cdot \sin^2 \alpha_0} \tag{2.46}$$

Коэффициент мощности по формуле (2.40):

$$\lambda = \frac{\sin(2 \cdot \alpha_0) \cdot (f_{Z\max} - f_{Z\min})}{2 \cdot \sqrt{f_{Z\max}^2 \cdot \cos^2 \alpha_0 + f_{Z\min}^2 \cdot \sin^2 \alpha_0}} \cdot 100\% \tag{2.47}$$

Если проводимость по одной из осей равна нулю $f_{Z\min} = 0$, тогда:

$$\lambda(\alpha_0) = \frac{\sin(2 \cdot \alpha_0)}{2 \cdot |\cos \alpha_0|} \cdot 100\% \tag{2.48}$$

Задаемся следующими параметрами: $A_S = 1$, $p_S = 1$, $\alpha_0 = \pi/4$, $f_{Zmax} = 1$, $\omega_S = 1$. Таким образом, максимальный момент $M = 0,5$, активная мощность $P = 0,5$, полная мощность $S = 0,707$, а коэффициент мощности $\lambda = 0,707$. Коэффициент мощности может быть увеличен путем увеличения угла α_0 ценой уменьшения электромагнитного момента [30].

Синхронная реактивная машина с зубчатым ротором (СРМсЗР). Пусть есть гармоническое распределение МДС по аналогии с формулой (2.14), только с произвольным числом пар полюсов статорной обмотки p_S :

$$f_s(x, t) = \frac{A_S}{p_S} \cdot \sin(p_S \cdot x + \omega_S \cdot t) \quad (2.49)$$

Пусть проводимость зубчатого ротора вдоль воздушного зазора носит гармонический характер [23] с максимальным значением, равным двум, и минимальным значением, равным нулю:

$$Z_2(x, t, \alpha_Z) = 1 + \sin(p_Z \cdot [x + \alpha_Z] + \omega_Z \cdot t) \quad (2.50)$$

где p_Z – число зубцов ротора; t – величина времени; ω_Z – электрическая угловая частота вращения зубчатого ротора; α_Z – начальный угол смещения ротора.

Распределение индукции:

$$\begin{aligned} B_s^{11}(x, t, \alpha_Z) &= f_s(x, t) \cdot Z_2(x, t, \alpha_Z) = \frac{A_S}{p_S} \cdot \sin(p_S \cdot x + \omega_S \cdot t) + \\ &+ \frac{A_S}{p_S} \cdot 0,5 \cdot \cos([p_S - p_Z] \cdot x + [\omega_S - \omega_Z] \cdot t - p_Z \cdot \alpha_Z) - \\ &- \frac{A_S}{p_S} \cdot 0,5 \cdot \cos([p_S + p_Z] \cdot x + [\omega_S + \omega_Z] \cdot t + p_Z \cdot \alpha_Z) \end{aligned} \quad (2.51)$$

Для однонаправленного электромеханического преобразования примем $\omega_Z = 2 \cdot \omega_S$ и $p_Z = 2 \cdot p_S$, тогда:

$$\begin{aligned}
B_{\delta}^{11}(x, t, \alpha_z) &= \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin(p_s \cdot x + \omega_s \cdot t) + \\
&+ 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos(p_s \cdot x + \omega_s \cdot t + p_z \cdot \alpha_z) - \\
&- 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos(3 \cdot p_s \cdot x + 3 \cdot \omega_s \cdot t + p_z \cdot \alpha_z)
\end{aligned} \tag{2.52}$$

Первый индекс сверху для индукции формулы (2.52) показывают количество обмоток на статоре (1 – одна, 2 – две) и степень зубчатости (1 – односторонняя, 2 – двухсторонняя). Анализ выражения (2.52) показывает, что два первых слагаемых дают положительный вклад в электромагнитный момент:

$$M_z^{11} = 0,5 \cdot \left(\frac{A_s}{p_s} \right)^2 \cdot \frac{p_z}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{A_s^2}{p_s} \tag{2.53}$$

При увеличении полюсности момент в линейной системе будет уменьшаться в такое же количество раз, сколько пар полюсов. Активную мощность дают тоже первых два слагаемых, так как при отношении частот, равном 3, активная мощность равна нулю (формула (2.25)):

$$P_z^{11} = M_z^{11} \cdot \frac{\omega_s}{p_s} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{A_s}{p_s} \right)^2 \cdot \omega_s \tag{2.54}$$

Активная мощность при увеличении полюсности будет уменьшаться в квадрате от числа пар полюсов. Реактивную мощность дают все три слагаемых.

Поясним расчет по обобщенной математической модели [30] на рис. 2.3. Здесь МДС статорной обмотки изменялась вдоль воздушного зазора по гармоническому закону, а зубчатость статора не учитывалась (рис. 2.3а, сплошная кривая). Средняя проводимость зубчатого ротора и значение проводимости статора были равны единице (рис. 2.3а, пунктирная кривая). Все функции на рис. 2.3 показаны для момента времени равного нулю $t = 0$, а начальное положение ротора соответствовало распределению проводимостей на рис. 2.3а, пунктирная линия. Функция производной магнитного потока через витки с координатами сторон x и $x+\pi$ по углу поворота ротора показана на рис. 2.3б, сплошная кривая. Кривая тока продублирована с

рис. 2.3а (рис. 2.3б, пунктирная кривая). Величина касательного усилия от витков с координатами сторон x и $x+\pi$ показана на рис. 2.3б, сплошная жирная кривая. Результирующее значение усилия будет усреднением этой функции вдоль всей длины воздушного зазора. На рис. 2.3в продублирована функция тока (пунктирная линия). ЭДС, которая наводится в витках с координатами сторон x и $x+\pi$, показана на рис. 2.3в, сплошная кривая. Пространственное распределение и функция ЭДС во времени для каждого витка будут одинаковыми, так как в модели принималось число фаз, равным бесконечности. Мгновенное значение активной мощности витков с координатами сторон x и $x+\pi$ показано на рис. 2.3в, сплошная жирная кривая. Усреднением мгновенной активной мощности за период тока может быть получена потребляемая из сети активная мощность. Полная мощность будет равна произведению действующего значения ЭДС на действующее значение тока.

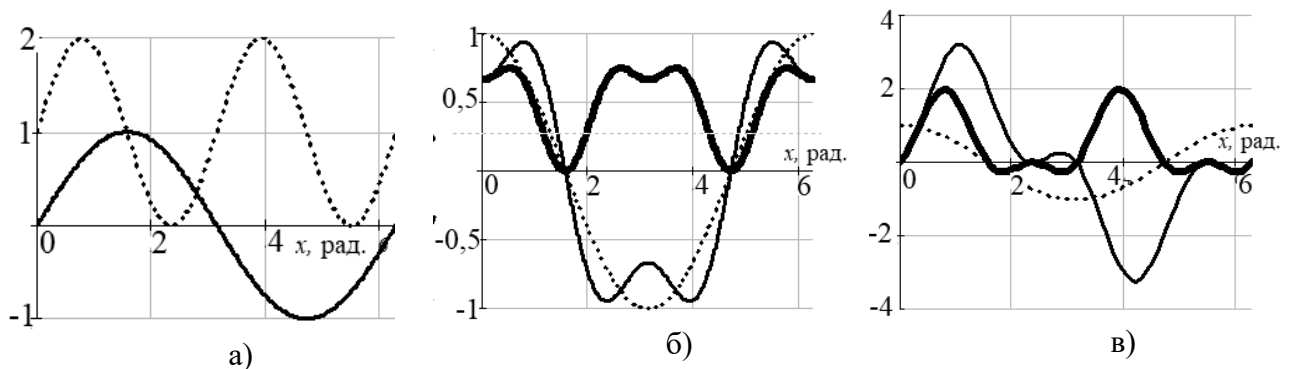


Рис. 2.3. К расчету показателей эффективности СРМсЗР

При расчете принимались следующие значения базовых параметров СРМсЗР: $A_S = 1$, $p_S = 1$, $\omega_S = 1$, $\alpha_0 = 0$. Расчет дал следующие результаты: электромагнитный момент равен $M_l = 0,5$ (усредненное значение сплошной жирной кривой на рис. 2.3б), активная мощность $P_{K4} = 0,5$ (усреднение сплошной жирной кривой на рис. 2.3в), полная мощность $S_{Kl} = 1,225$, коэффициент мощности $\lambda_{K4} = 0,408$. Такой коэффициент мощности никак не увеличить изменением способа управления. При увеличении количества гармонических составляющих тока статора и проводимостей ротора количество гармоник возрастает в геометрической прогрессии, поэтому оптимизационные процедуры, связанные с вариацией гармонических составляющих, лучше проводить с использованием ЭВМ. Так в [158] показано, что третья

гармоническая тока статора положительно влияет на энергоэффективность синхронного реактивного электропривода.

Индукторная машина с зубчатым ротором (ИМСЗР). Такая машина может быть получена путем добавления второй обмотки на статор СРМСЗР. Распределение индукции будет аналогичным выражению (2.52), только у параметров МДС обмоток появятся индексы их номера. Результирующее распределение индукции в зазоре будет суммой индукций от каждой обмотки. Для однонаправленного электромеханического преобразования нужно принять $\omega_Z = \omega_{S1} + \omega_{S2}$ и $p_Z = p_{S1} + p_{S2}$, либо $\omega_Z = \omega_{S1(2)} - \omega_{S2(1)}$ и $p_Z = p_{S1(2)} - p_{S2(1)}$. Причем должно выполняться неравенство $p_Z \geq 2$, если одна из обмоток расположена аксиально, то $p_Z \geq 1$. При этом нужно проверять выбранные значения пар полюсов обмоток по уравнению $p_Z \neq 2 \cdot p_{S1(2)}$. Для суммы скоростей и полюсов статорных обмоток получим:

$$\begin{aligned}
 B_{\delta}^{21}(x, t) = & \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin(p_{S1} \cdot x + \omega_{S1} \cdot t) + \frac{A_{S2}}{p_{S2}} \cdot 0,5 \cdot \cos(p_{S1} \cdot x + \omega_{S1} \cdot t + \alpha_Z) + \\
 & + \frac{A_{S2}}{p_{S2}} \cdot \sin(p_{S2} \cdot x + \omega_{S2} \cdot t) + \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot 0,5 \cdot \cos(p_{S2} \cdot x + \omega_{S2} \cdot t + \alpha_Z) - \\
 & - \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot 0,5 \cdot \cos([2 \cdot p_{S1} + p_{S2}] \cdot x + [2 \cdot \omega_{S1} + \omega_{S2}] \cdot t + \alpha_Z) - \\
 & - \frac{A_{S2}}{p_{S2}} \cdot 0,5 \cdot \cos([2 \cdot p_{S2} + p_{S1}] \cdot x + [2 \cdot \omega_{S2} + \omega_{S1}] \cdot t + \alpha_Z)
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

Анализ выражения (2.55) показывает, что синхронизация по частоте и полюсности магнитного поля от одной из обмоток с полем другой обмотки происходит посредством зубчатого ротора, при этом моменты от обмоток будут одинаковыми и рассчитываются по формуле, аналогичной (2.21) при $\alpha_Z = 0$:

$$M_Z^{21} = 2 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \frac{A_{S2}}{p_{S2}} \cdot 0,5 \cdot \frac{p_Z}{2} = \frac{1}{2} \cdot A_{S1} \cdot A_{S2} \cdot \left(\frac{1}{p_{S2(1)}} \pm \frac{1}{p_{S1(2)}} \right) \tag{2.56}$$

Для определения знака момента нужно учитывать знаки амплитудных значений гармоник индукции одинаковой полюсности, а также знак при α_Z . Активная мощность может быть рассчитана по формуле:

$$P_Z^{21} = M_Z^{21} \cdot \frac{\omega_Z}{P_Z} = \frac{A_{S1}}{P_{S1}} \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \frac{(\omega_{S1(2)} \pm \omega_{S2(1)})}{2} \quad (2.57)$$

Расчет полной мощности лучше проводить численными методами, так как при увеличении количества гармонических составляющих индукции в зазоре в квадрате возрастает количество слагаемых, которые вносят вклад в полную мощность. Для увеличения момента нужно выбирать амплитуды МДС обмоток примерно одинаковыми и числа пар полюсов обмоток брать минимально возможными. Такими параметрами, например, являются $A_{S1} = A_{S2} = 0,5$ (при суммарной амплитуде, равной единице), $p_{S1} = 1$, $p_{S2} = 2$, $\omega_{S1} = 1$, $\omega_{S2} = 0$. Расчетные параметры $p_Z = 3$, $\omega_Z = 1$. Тогда момент $M_Z^{21} = 0,188$ (по формуле (2.56)), $P_Z^{21} = 0,0625$ (по формуле (2.57)), полная мощность $S_Z^{21} = 0,26$ (численный расчет), коэффициент мощности $\lambda_Z^{21} = 0,24$. Увеличить коэффициент мощности можно путем увеличения МДС обмотки возбуждения по аналогии с машиной двойного питания [124] или с обычной синхронной машиной (в нашем случае это вторая обмотка), при этом момент будет ниже из-за сильной разницы по величине МДС обмоток.

Исследование двухсторонней зубчатости. При расчете магнитных цепей электрических машин выделяют участки с одинаковой средней магнитной проводимостью. В случае двухсторонней зубчатости, таких участка будет два. Магнитный поток через эти участки будет одинаковым, площадь прохождения потока тоже будет одинаковой, следовательно индукция будет постоянной. Результирующая МДС, необходимая для прохождения магнитного потока будет суммой МДС на каждом участке:

$$F(x,t) = F_1(x,t) + F_2(x,t) = \frac{B_\delta(x,t)}{Z_1(x)} + \frac{B_\delta(x,t)}{Z_2(x,t,\alpha_{Z2})};$$

$$Z(x,t,\alpha_{Z2}) = \frac{Z_1(x) \cdot Z_2(x,t,\alpha_{Z2})}{Z_1(x) + Z_2(x,t,\alpha_{Z2})} \quad (2.58)$$

Таким образом, функция результирующей проводимости при двухсторонней зубчатости вблизи воздушного зазора электрической машины будет равна дроби, в числителе которой будет произведение проводимостей статора и ротора, а в знаменателе их сумма.

Теперь каждую функцию магнитной проводимости запишем отдельно:

$$\begin{aligned}
 Z_1(x) &= 1 + \sin(p_{z1} \cdot x) = 2 \cdot \sin^2\left(\frac{p_{z1}}{2} \cdot x + \frac{\pi}{4}\right); \\
 Z_2(x, t, \alpha_{z2}) &= 1 + \sin(p_{z2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \omega_{z2} \cdot t) = \\
 &= 2 \cdot \sin^2\left(\frac{p_{z2}}{2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \frac{\omega_{z2}}{2} \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)
 \end{aligned} \tag{2.59}$$

Подставив значения проводимостей (2.59) в (2.58) и удвоив функцию, чтобы средняя проводимость была равна единице, получим:

$$Z(x, t, \alpha_{z2}) = 4 \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{p_{z1}}{2} \cdot x + \frac{\pi}{4}\right) \cdot \sin^2\left(\frac{p_{z2}}{2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \frac{\omega_{z2}}{2} \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)}{\sin^2\left(\frac{p_{z1}}{2} \cdot x + \frac{\pi}{4}\right) + \sin^2\left(\frac{p_{z2}}{2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \frac{\omega_{z2}}{2} \cdot t + \frac{\pi}{4}\right)} \tag{2.60}$$

Для получения обобщенного аналитического решения при анализе процессов в электрических машинах с двухсторонней зубчатостью и одной или двумя обмотками на статоре будем считать приближенно, что общая проводимость равна половине числителя функции (2.60):

$$\begin{aligned}
 Z_{\approx}(x, t, \alpha_{z2}) &= 0,5 \cdot [1 + \sin(p_{z1} \cdot x)] \cdot [1 + \sin(p_{z2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \omega_{z2} \cdot t)] = \\
 &= 1 + \sin(p_{z1} \cdot x) + \sin(p_{z2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \omega_{z2} \cdot t) + \\
 &+ \sin(p_{z1} \cdot x) \cdot \sin(p_{z2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \omega_{z2} \cdot t) = 1 + \sin(p_{z1} \cdot x) + \\
 &+ \sin(p_{z2} \cdot (x + \alpha_{z2}) + \omega_{z2} \cdot t) + \\
 &+ 0,5 \cdot \cos([p_{z2} - p_{z1}] \cdot x + \omega_{z2} \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
 &- 0,5 \cdot \cos([p_{z2} + p_{z1}] \cdot x + \omega_{z2} \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2})
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

Оценим ошибку приближенного расчета проводимости воздушного зазора. Функция общей проводимости (2.60) от аргументов синусов проводимостей статора и ротора представлена в виде поверхности на рис. 2.4 а – цветной график. Аргументы синусов изменяются от 0 до $\pi/2$. В этом случае квадрат синуса изменяется от 0 до 1. Белая поверхность на рис. 2.4 а соответствует упрощенной функции (2.61). На рис. 2.4 б построена функция абсолютной разности точной и приближенной функций проводимостей, т.е. показывает погрешность при переходе к

приближению функции. Как видно из рис. 2.4, обе функции возрастают при увеличении числовых значений аргументов. Нули проводимости у этих двух функций совпадают. Таким образом, точная функция от приближенной отличается только количественно.

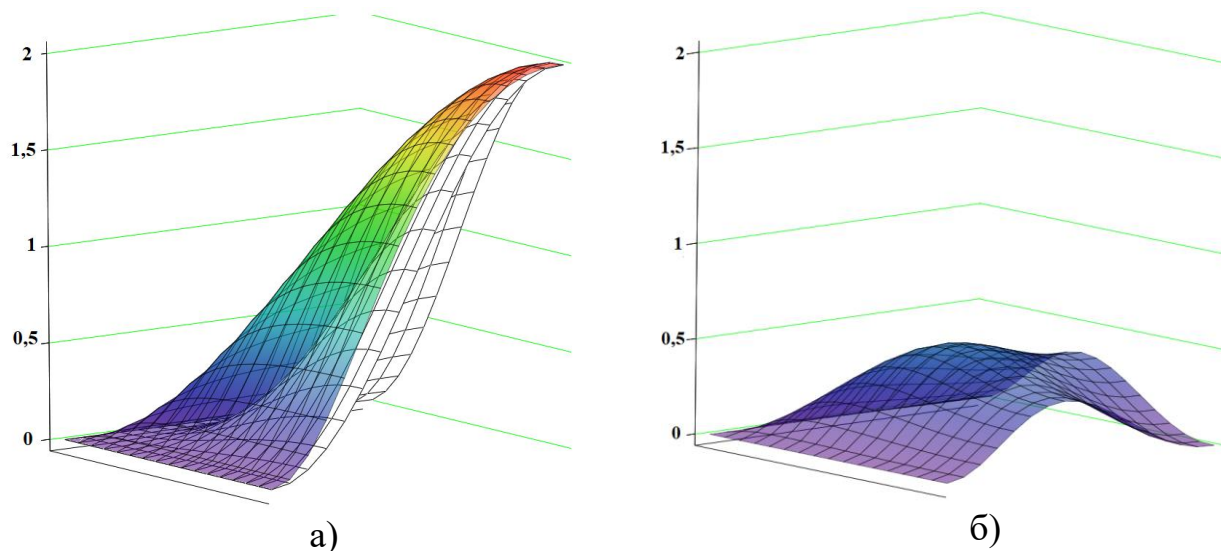


Рис. 2.4. Функции проводимости вблизи воздушного зазора: а – точная (цветной график) и приближенная (белый график) функции; б – абсолютная погрешность приближенной функции относительно точной

В итоге можно сделать следующие выводы:

- ✓ Для определения взаимосвязи чисел пар полюсов обмотки или обмоток статора, чисел зубцов статора и ротора можно пользоваться приближенной формулой (2.61);

- ✓ Для расчета удельных показателей электрических машин нужно воспользоваться численным расчетом по точной формуле (2.60).

Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ). Запишем функцию для распределения индукции в зазоре машины:

$$\begin{aligned}
B_s^{12}(x, t, \alpha_{z2}) = f_s(x, t) \cdot Z_{\approx}(x, t, \alpha_{z2}) = 0,5 \times \\
\left[\begin{aligned}
& \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin(p_s \cdot x + \omega_s \cdot t) + 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s - p_{z1}] \cdot x + \omega_s \cdot t) - \\
& - 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s + p_{z1}] \cdot x + \omega_s \cdot t) + \\
& + 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s - p_{z2}] \cdot x + [\omega_s - \omega_{z2}] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s + p_{z2}] \cdot x + [\omega_s + \omega_{z2}] \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) + \\
& \times \left[\begin{aligned}
& + 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([p_s + (p_{z1} - p_{z2})] \cdot x + [\omega_s - \omega_{z2}] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) + \\
& + 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([p_s - (p_{z1} - p_{z2})] \cdot x + [\omega_s + \omega_{z2}] \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([p_s - (p_{z1} + p_{z2})] \cdot x + [\omega_s - \omega_{z2}] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([p_s + (p_{z1} + p_{z2})] \cdot x + [\omega_s + \omega_{z2}] \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) \right]
\end{aligned} \right] \quad (2.62)
\end{aligned}$$

Для однонаправленного электромеханического преобразования сделаем замены $\omega_{z2} = -2 \cdot \omega_s$ и $2 \cdot p_s = p_{z1} - p_{z2}$, тогда получим:

$$\begin{aligned}
B_s^{12}(x, t, \alpha_{z2}) = & 0,5 \times \\
& \left[\begin{aligned}
& \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin(p_s \cdot x + \omega_s \cdot t) + \\
& + 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s + p_{z2}] \cdot x - \omega_s \cdot t) - \\
& - 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([3 \cdot p_s + p_{z2}] \cdot x + \omega_s \cdot t) + \\
& + 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s - p_{z2}] \cdot x + [3 \cdot \omega_s] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& \times - 0,5 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \cos([p_s + p_{z2}] \cdot x - \omega_s \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) + \\
& + 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([3 \cdot p_s] \cdot x + [3 \cdot \omega_s] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin(p_s \cdot x + \omega_s \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([-p_s - 2 \cdot p_{z2}] \cdot x + [3 \cdot \omega_s] \cdot t - p_{z2} \cdot \alpha_{z2}) - \\
& - 0,25 \cdot \frac{A_s}{p_s} \cdot \sin([3 \cdot p_s + 2 \cdot p_{z2}] \cdot x + [-\omega_s] \cdot t + p_{z2} \cdot \alpha_{z2})
\end{aligned} \right] \quad (2.63)
\end{aligned}$$

Таким образом, полезный момент образуется парой слагаемых 1 и 7, слагаемые 2 и 5 хоть и совпадают по полюсности и частоте, но никакого вклада в момент не вносят, так как полюсность и частота моментобразующих гармоник должна совпадать с полюсностью p_s и частотой ω_s тока статора. Остальные слагаемые также момента не дают. При этом $\alpha_{z2} = -\pi/(2 \cdot p_{z2})$. Заметим, что знаки скорости вращения поля статора и ротора будут противоположны. В случае замены $\omega_{z2} = 2 \cdot \omega_s$ и $2 \cdot p_s = p_{z2} - p_{z1}$ скорости будут одного знака. Такая замена более предпочтительна из-за большего числа зубцов ротора относительно статора. Это приводит в линейной системе к увеличению момента и увеличению площади пазов статора для размещения обмотки.

Момент можно рассчитать по формуле:

$$M_Z^{12} = 0,125 \cdot \left(\frac{A_S}{p_S} \right)^2 \cdot \frac{p_{Z2}}{2} = \frac{1}{16} \cdot \frac{A_S^2}{p_S} \cdot \left(\frac{p_{Z1}}{p_S} \pm 2 \right) \quad (2.64)$$

Для увеличения момента в линейной системе p_S нужно брать минимально допустимым. Активную мощность можно рассчитать по формуле:

$$P_Z^{12} = M_Z^{12} \cdot \frac{\omega_{Z2}}{p_{Z2}} = \frac{1}{8} \cdot \left(\frac{A_S}{p_S} \right)^2 \cdot \omega_S \quad (2.65)$$

Пусть даны следующие параметры машины: $A_S = 1$, $p_S = 1$, $\omega_S = 1$, $\alpha_{Z2} = -\pi/2$, $p_{Z1} = 48$. Расчетные параметры: $p_{Z2} = 50$, $\omega_{Z2} = 2$. Результаты расчета по формулам (2.64) и (2.65): электромагнитный момент $M_Z^{12} = 3,125$, активная мощность $P_Z^{12} = 0,125$. Полная мощность, рассчитанная численным способом, $S_Z^{12} = 0,53$. Коэффициент мощности $\lambda_Z^{12} = 0,24$. С учетом точного распределения проводимостей вдоль воздушного зазора (формула (2.60)) результаты численного расчета: электромагнитный момент $M_Z^{12} = 3,05$, активная мощность $P_Z^{12} = 0,105$, полная мощность $S_Z^{12} = 0,745$, коэффициент мощности $\lambda_Z^{12} = 0,14$ [30].

Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью (ИМсДЗ). Для однонаправленного электромеханического преобразования в такой машине должно выполняться соотношение зубцов статора и ротора, а также пар полюсов обмоток по формуле (1.17). Практическое значение имеют только два соотношения $\omega_{Z2} = \omega_{S1} + \omega_{S2}$ и $p_{Z1(2)} - p_{Z2(1)} = p_{S1} + p_{S2}$, либо $\omega_{Z2} = \omega_{S1(2)} - \omega_{S2(1)}$ и $p_{Z1(2)} - p_{Z2(1)} = p_{S1(2)} - p_{S2(1)}$. Остальные соотношения приводят к большому числу пар полюсов одной или сразу двух обмоток, что приводит к снижению удельных показателей машины. Как и для ИМсЗР нужно проверять, чтобы выполнялось неравенство $p_{Z1(2)} - p_{Z2(1)} \geq 2$, если одна из обмоток расположена аксиально, то $p_{Z1(2)} - p_{Z2(1)} \geq 1$. При этом нужно проверять выбранные значения пар полюсов обмоток по уравнению $p_{Z1(2)} - p_{Z2(1)} \neq 2 \cdot p_{S1(2)}$. Гармоники индукции от первой обмотки:

$$\begin{aligned}
B_{S1}^{22}(x,t) &= f_{S1}(x,t) \cdot Z_{\approx}(x,t, \alpha_{Z2}) = 0,5 \times \\
&\times \left[\begin{aligned}
&\frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin(p_{S1} \cdot x + \omega_{S1} \cdot t) + 0,5 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \cos([p_{S1} - p_{Z1}] \cdot x + \omega_{S1} \cdot t) - \\
&-0,5 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \cos([p_{S1} + p_{Z1}] \cdot x + \omega_{S1} \cdot t) + \\
&+0,5 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \cos([p_{S1} - p_{Z2}] \cdot x + [\omega_{S1} - \omega_{Z2}] \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}) - \\
&-0,5 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \cos([p_{S1} + p_{Z2}] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}) + \\
&+0,25 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin([p_{S1} + (p_{Z1} - p_{Z2})] \cdot x + [\omega_{S1} - \omega_{Z2}] \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}) + \\
&+0,25 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin([p_{S1} - (p_{Z1} - p_{Z2})] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}) - \\
&-0,25 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin([p_{S1} - (p_{Z1} + p_{Z2})] \cdot x + [\omega_{S1} - \omega_{Z2}] \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}) - \\
&-0,25 \cdot \frac{A_{S1}}{p_{S1}} \cdot \sin([p_{S1} + (p_{Z1} + p_{Z2})] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2})
\end{aligned} \right] \quad (2.66)
\end{aligned}$$

Для примера возьмем второе соотношение. Для определенности $p_{Z2} \geq p_{Z1}$ и $p_{S2} \geq p_{S1}$. Гармоники индукции от второй обмотки после замены $p_{S2} = p_{Z2} - p_{Z1} + p_{S1}$ и $\omega_{S2} = \omega_{Z2} + \omega_{S1}$:

$$B_{\delta 2}^{22}(x, t) = f_{S2}(x, t) \cdot Z_{\approx}(x, t, \alpha_{Z2}) = 0,5 \times$$

$$\times \left[\begin{aligned} & \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \sin\left(\left[p_{S1} - (p_{Z1} - p_{Z2})\right] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t\right) + \\ & + 0,5 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \cos\left(\left[p_{S1} - (2 \cdot p_{Z1} - p_{Z2})\right] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t\right) - \\ & - 0,5 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \cos\left(\left[p_{S1} + p_{Z2}\right] \cdot x + [\omega_{S1} + \omega_{Z2}] \cdot t\right) + \\ & + 0,5 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \cos\left(\left[p_{S1} - p_{Z1}\right] \cdot x + \omega_{S1} \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) - \\ & - 0,5 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \cos\left(\left[p_{S1} + (2 \cdot p_{Z2} - p_{Z1})\right] \cdot x + \right. \\ & \left. + [\omega_{S1} + 2 \cdot \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) + \\ & + 0,25 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \sin\left(p_{S1} \cdot x + \omega_{S1} \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) + \\ & + 0,25 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \sin\left(\left[p_{S1} + 2 \cdot (p_{Z2} - p_{Z1})\right] \cdot x + \right. \\ & \left. + [\omega_{S1} + 2 \cdot \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) - \\ & - 0,25 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \sin\left(\left[p_{S1} - 2 \cdot p_{Z1}\right] \cdot x + \omega_{S1} \cdot t - p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) - \\ & - 0,25 \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \sin\left(\left[p_{S1} + 2 \cdot p_{Z2}\right] \cdot x + [\omega_{S1} + 2 \cdot \omega_{Z2}] \cdot t + p_{Z2} \cdot \alpha_{Z2}\right) \end{aligned} \right] \quad (2.67)$$

Моментобразующие гармоники 1 и 7 из формулы (2.66) и гармоники 1 и 6 из формулы (2.67). При этом $\alpha_{Z2} = \pi/(2 \cdot p_{Z2})$. Момент можно рассчитать по формуле, аналогичной (2.56):

$$M_Z^{22} = 2 \cdot \frac{A_{S1}}{P_{S1}} \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot 0,125 \cdot \frac{p_{Z2}}{2} = \frac{1}{8} \cdot A_{S1} \cdot A_{S2} \cdot \left(\frac{\pm 1}{P_{S2(1)}} \pm \frac{1}{P_{S1(2)}} + \frac{p_{Z1}}{P_{S1} \cdot P_{S2}} \right) \quad (2.68)$$

Активная мощность может быть рассчитана по формуле:

$$P_Z^{22} = M_Z^{22} \cdot \frac{\omega_{Z2}}{p_{Z2}} = \frac{A_{S1}}{P_{S1}} \cdot \frac{A_{S2}}{P_{S2}} \cdot \frac{(\omega_{S1(2)} \pm \omega_{S2(1)})}{8} \quad (2.69)$$

Для увеличения момента нужно выбирать амплитуды МДС обмоток примерно одинаковыми и числа пар полюсов брать минимально возможными. Такими параметрами, например, являются $A_{S1} = A_{S2} = 0,5$ (при суммарной амплитуде, равной

единице), $p_{S1} = 1$, $p_{S2} = 2$, $\omega_{S1} = 1$, $\omega_{S2} = 2$, $p_{Z1} = 48$, $\alpha_{Z2} = -\pi/(2 \cdot p_{Z2})$. Расчётные параметры $p_{Z2} = 51$, $\omega_Z = 3$. Тогда момент $M_Z^{22} = 0,797$ (по формуле (2.68)), $P_Z^{22} = 0,047$ (по формуле (2.69)), полная мощность $S_Z^{22} = 0,197$ (численный расчет), коэффициент мощности $\lambda_Z^{22} = 0,24$. Увеличить коэффициент мощности можно путем увеличения МДС обмотки возбуждения по аналогии с обычной синхронной машиной (в нашем случае это вторая обмотка), при этом момент будет ниже из-за сильной разницы по величине МДС обмоток. С учетом точного распределения проводимостей вдоль воздушного зазора (формула (2.60)) результаты численного расчета: электромагнитный момент $M_Z^{22} = 0,777$, активная мощность $P_Z^{22} = 0,039$, полная мощность $S_Z^{22} = 0,28$, коэффициент мощности $\lambda_Z^{22} = 0,14$ [30].

2.3. Анализ результатов расчета и их обсуждение

Синхронные реактивные машины

Обсуждение параметров математической модели СРМ. Параметры электрических машин при моделировании подбирались таким образом, чтобы все машины были в одинаковых условиях [30].

Для ОМ проводимость воздушного зазора была одинаковой и равной единице. Для СРМсАР в момент времени, когда вектор МДС обмотки статора совпадал с магнитной осью ротора, проводимость воздушного зазора была одинаковой и равной единице. Для СРМсЗР проводимость ротора менялась по гармоническому закону, максимальная проводимость выбиралась равной двум, а минимальная – нулю, при этом среднее ее значение было равно единице. Для СРМсДЗ проводимости статора и ротора изменялись по гармоническому закону. Максимальное их значение было выбрано четверем, а минимальное – нулю. По соотношению (2) максимальная общая проводимость воздушного зазора принимала значение два, а минимальная – нулю, что совпадало с распределением для СРМсЗР.

Амплитуды МДС обмоток всех СРМ выбирались одинаковыми и равными единице. В ОМ амплитуды МДС выбирались равными 0,707. В этом случае результирующая МДС оказывалась равной единице. Угловые частоты МДС всех обмоток выбирались одинаковыми и равными единице. Числа пар полюсов всех обмоток выбирались также равными единице.

Число зубцов статора СРМсДЗ выбиралось равным 48, и от этого параметра зависело число зубцов ротора. Для СРМсЗР число зубцов ротора зависело только от числа пар полюсов обмотки статора.

Угол между магнитными осями обмоток в случае ОМ или между осью с максимальной магнитной проводимостью ротора и вектором МДС обмотки статора СРМ выбирался таким образом, чтобы электромагнитный момент был максимальным.

Электрическая угловая частота вращения ротора является расчетным параметром. Для СРМсЗР и СРМсДЗ она равна удвоенной угловой частоте МДС обмотки статора. Для ОМ и СРМсАР – равна единице.

Обсуждение результатов расчета показателей эффективности СРМ [30]. Электромагнитный момент для всех типов электрических машин, кроме СРМсДЗ, получился равным 0,5 (табл. 2.2, строка №1). Только для ОМ этот показатель был достигнут при суммарной МДС двух обмоток, равной 1,41, что на 40% выше МДС остальных машин. Момент СРМсДЗ оказался выше, чем у остальных машин примерно в 6 раз за счет двухсторонней зубчатости и редукиции скорости. Для реальной машины этот показатель будет значительно ниже (в 3...4 раза) за счет того, что разность в магнитной проводимости согласованного и рассогласованного положения зубцов статора и ротора намного меньше при малой ширине большого количества зубцов, что не учитывалось в предлагаемой математической модели.

Активная мощность для всех машин ($P=0,5$), кроме СРМсДЗ, оказалась одинаковой. Более низкий показатель для СРМсДЗ ($P=0,105$) объясняется меньшей магнитной проводимостью вблизи воздушного зазора, обусловленный двухсторонней зубчатостью с разным количеством зубцов статора и ротора (табл. 2.2, строка №2).

Полная мощность ОМ была равна мощности СРМсАР ($S=0,707$), что связано с применением упрощенных моделей, в которых не учитывалось влияние высших гармоник. Полная мощность СРМсЗР оказалась существенно выше ($S=1,225$), и обусловлено это влиянием третьей гармоники индукции, регистрируемой в зазоре электрической машины. Полная мощность СРМсДЗ оказалась сопоставима с аналогичными показателями ОМ и СРМсАР ($S=0,745$) и обусловлена большим

количеством высших гармоник индукции в зазоре электрической машины, амплитуда которых заметно снижена из-за двухсторонней зубчатости (табл. 2.2, строка №3).

Расчеты показали, что коэффициент мощности ОМ можно регулировать путем воздействия на амплитуду МДС обмоток статора и ротора, а коэффициент мощности СРМсАР – путем изменения угла α_0 . Установлено, что в электроприводах с СРМсЗР и СРМсДЗ коэффициенты мощности не зависели от способа управления.

Результаты расчета показателей эффективности для СРМсДЗ по приближенной методике приведены в скобках последнего столбца (табл. 2.2). Точность приближения является удовлетворительной только для расчета электромагнитного момента (ошибка 2,5%). Остальные показатели рекомендуется считать по точной методике.

Таблица 2.2

Результаты расчета показателей эффективности СРМ

№	Результат	Тип машины			
		ОМ	СРМсЗР	СРМсАР	СРМсДЗ
1	Электромагнитный момент, M	0,5	0,5	0,5	3,05 (3,125)
2	Активная мощность, P	0,5	0,5	0,5	0,105 (0,125)
3	Полная мощность, S	0,707	1,225	0,707	0,745 (0,53)
4	Коэффициент мощности, λ	0,707	0,408	0,707	0,14 (0,24)

Индукторные машины

Показатели эффективности электромеханического преобразования для ИМ значительно ниже аналогичных показателей СРМ. Это объясняется, во-первых, размещением двух обмоток в тех же пазах статора, где размещалась одна обмотка СРМ, во-вторых, полюсность второй обмотки по расточке статора выбирается

выше, чем первой, что приводит к еще большему уменьшению амплитуды МДС. Кроме того, как и для ОМ, момент, эквивалентный СРМ, получается при МДС на 40% большей, чем у последней. Это обстоятельство справедливо только для синусоидальных распределений МДС обмоток. В скобках приведены результаты приближенного расчета для ИМСДЗ (табл. 2.3)

Таблица 2.3

Результаты расчета показателей эффективности ИМ

№	Результат	Тип машины	
		ИМСЗР	ИМСДЗ
1	Электромагнитный момент, M	0,188	0,78 (0,8)
2	Активная мощность, P	0,0625	0,039 (0,047)
3	Полная мощность, S	0,26	0,28 (0,2)
4	Коэффициент мощности, λ	0,24	0,14 (0,24)

2.4. Пути улучшения удельных показателей

Первым трендом в улучшении удельных показателей электрических машин является оптимизация магнитных систем активной части путем разработки эффективных методов и алгоритмов [85, 91], использовании активных материалов высокого качества [25, 56], а также применения нестандартных конструктивных решений [12-14, 48, 55, 79, 80, 129].

В [133, 134] авторы предлагают в асинхронных машинах заменить алюминиевую короткозамкнутую обмотку на медную, что позволит уменьшить ее активное сопротивление и потери в роторе. При этом возрастает себестоимость машины.

Следующая группа улучшений связана с введением в конструкцию ротора постоянных магнитов для электрических машин, в которых они ранее не использовались. В [3] предлагается, так называемый, асинхронный энергосберегающий электродвигатель, на роторе которого размещены постоянные магниты. Этот электродвигатель является гибридом асинхронной машины с фазным ротором и

синхронной машины. За счет появления дополнительного возбуждения появляется возможность регулирования коэффициента мощности. Это приводит к снижению потребления реактивной мощности на 60% в режиме холостого хода и на 30% в номинальном режиме работы. Очевидно, снижаются потери в электрической машине и энергосистеме в целом [2]. Аналогичные решения есть и в классе СРМ, где на роторе дополнительно размещаются постоянные магниты, что положительно сказывается на удельных показателях машины. Недостатками таких конструкций являются усложнение изготовления машины, увеличение себестоимости, все недостатки, связанные с использованием постоянных магнитов (чувствительность к температуре, размагничивание, сложность ремонта). В части размещения постоянных магнитов на роторе в [107] предлагается усовершенствовать традиционную конструкцию синхронной машины с радиальными магнитами путем введения дополнительных тангенциальных магнитов, что приводит к повышению выходной мощности в 1,25 раза.

В рамках совершенствования конструкции статора в [6] предлагается беспазовый вариант синхронной машины с постоянными магнитами на роторе. Улучшение массогабаритных и энергетических показателей достигается за счет устранения зубцовых пульсаций момента, уменьшения потерь в стали зубцов. Недостатком является увеличенный воздушный зазор, который снижает значение электромагнитного момента в заданных габаритах.

Применение новых электротехнических материалов, а именно высокотемпературных сверхпроводниковых плёнок, в составе ротора позволило повысить выходную мощность машин на 25...30 % [87]. Сверхпроводниковые электротехнические материалы в целом позволяют улучшить удельные массогабаритные и энергетические показатели, отсюда снижается объем материалов для изготовления машины. Удельная выходная мощность повышается в 3...4 раза [93]. Снижение массы и размеров электромеханических преобразователей особенно актуально в тяговых применениях, в аэрокосмической технике. Возможны следующие замены традиционных элементов на сверхпроводниковые: обмоток постоянного и переменного

тока, элементов конструкции ротора или статора в виде объемных или листовых высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП).

Объемные ВТСП материалы могут применяться в конструкции ротора синхронных реактивных и индукторных электромеханических преобразователей. При этом возможно использовать следующие их свойства [93, 95, 96]: диамагнитные, явление гистерезиса, способность захвата постоянного магнитного поля. Следовательно, возможны три типа электромеханических преобразователей. Первый тип использует свойство захвата магнитного поля, второй тип использует явление гистерезиса, а третий тип улучшает технические свойства ротора СРМ [93, 96]. Суть улучшения конструкции ротора СРМ заключается в возможности увеличения отношения реактансов по продольной и поперечной осям. Это достигается заменой воздушный и алюминиевых элементов на ВТСП элементы, которые обладают диамагнитными свойствами.

Электрические машины с применением ВТСП материалов не лишены недостатков: дорогая технология изготовления ВТСП элементов и их хрупкость, необходимость в системе охлаждения, высокая стоимость содержания и обслуживания всей системы в целом. Поэтому такие материалы получают широкое применение только в том случае, если удастся повысить температуру сверхпроводимости до температур эксплуатации электротехнического оборудования.

В рамках подхода, предполагающего разработку новых конструкций электрических машин, нами предложена конструкция синхронной реактивной машины, которая защищена патентом на изобретение РФ № 2346376 [77, 111]. На статоре синхронной реактивной машины (СРМ) размещены две обмотки. Силовая обмотка размещена в пазах зубцовой зоны (рис. 2.5) и предназначена для подключения к электрическому преобразователю. Двухфазная обмотка возбуждения с полным шагом предназначена для подключения к управляемым возбудителям. Пакет сердечника статора выполнен в виде квадрата (рис. 2.5 б, в), при этом обмотка возбуждения располагается в углах пакета.

Недостатком конструкции является удаленность пазовых частей в углах пакета от воздушного зазора машины и, как следствие, увеличиваются потоки

рассеяния, что несколько снижает удельные показатели машины. По результатам моделирования потоки рассеяния увеличились на 15%. Другим недостатком являются существенные пульсации магнитного поля и неравномерность индукции в различных элементах магнитопровода. По результатам моделирования величина пульсаций момента возросла на 20%, а потери в стали возросли на 15% [32].

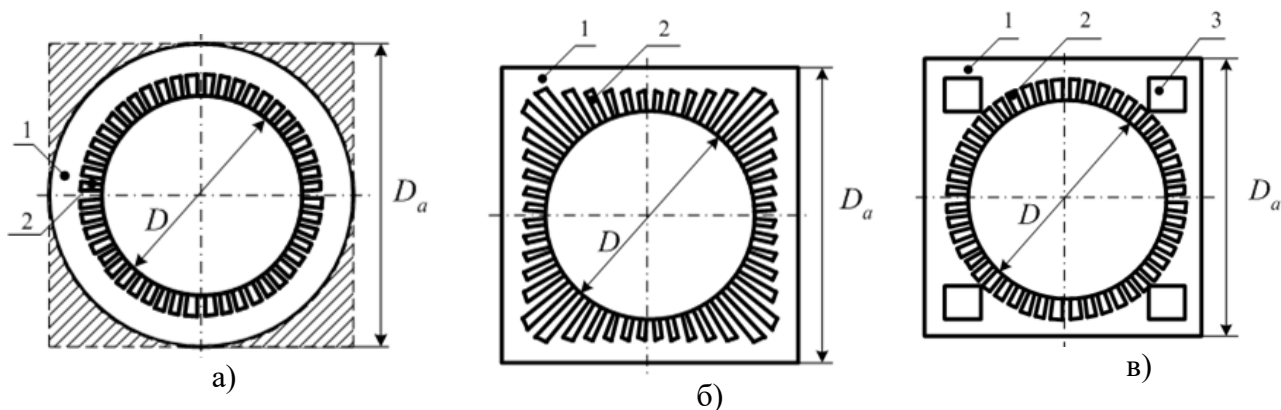


Рис. 2.5. Поперечный разрез сердечника статора СРМсЗР: а) прототип; б) первый вариант; в) второй вариант;

1 – спинка статора; 2 – зубцовая зона; 3 – квадратный паз

Достоинствами конструкции являются помимо экономии электротехнической стали, которая при традиционной конструкции СРМ шла бы в обрезь (рис. 2.5а), сниженный размер поперечного сечения при увеличенном удельном моменте. Кроме того, сохраняются все преимущества традиционной конструкции СРМ. Более подробно данное техническое решение описано в п. 6.3.2.

Вторым трендом по улучшению удельных показателей является оптимизация управления токами статорных обмоток электрических машин, которые питаются от электрического преобразователя энергии [84]. Здесь также требуется разработать эффективные методы и алгоритмы оптимизации с учетом работы электрической машины в расширенных диапазонах изменения скорости и момента нагрузки.

Заключительный этап – это разработка рекомендации по эффективной работе электрических машин в зоне высоких скоростей путем разработки точных методик учета потерь в стали и выявления особенностей работы. Высокоскоростные решения позволяют увеличить удельные показатели при работе электрической машины с механическим преобразователем энергии. Адаптация алгоритмов управления под

высокие скорости вращения путем учета влияния потерь в стали позволяет повысить удельные показатели электрических машин исследуемого класса. Совокупность мер по улучшению удельных показателей позволяет осуществить выбор электрической машины конкретного типа и модификации с учетом ее предельных характеристик по результатам комплексной оптимизации.

Выводы по главе 2

1. Получены обобщённые аналитические зависимости электромагнитного момента в функции углового положения ротора и времени, активной и полной мощностей в функции углового положения ротора и угловой координаты витка обмотки, где они измеряются, для обычной машины, которые могут быть успешно использованы не только для сопоставления разных типов электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин, но и для оценки предельных удельных массогабаритных показателей при гармоническом распределении МДС и проводимостей вблизи воздушного зазора.

2. Выполнено сопоставление различных конструкций класса синхронных реактивных и индукторных машин по широкому спектру технико-экономических показателей. Установлено, что наилучшим коэффициентом мощности обладает синхронная реактивная машина с анизотропным ротором и достигается это за счет высокого отношения индуктивностей по продольной и поперечной осям машины, близкого к синусоидальному распределению индукции в зазоре машины. Наилучшее использование электрической машины по электромагнитному моменту наблюдается в синхронной реактивной машине с двухсторонней зубчатостью, что связано с высокой скоростью смещения основной гармоники проводимости вдоль воздушного зазора при малом смещении ротора из-за малой разницы в количестве зубцов статора и ротора. Показано, что за счет размещения двух обмоток в пазах статора вместо одной индукторная машина с зубчатым ротором и «гладким» статором имеет наихудшие условия электромеханического преобразования энергии, поэтому в дальнейших исследованиях данный тип машины не рассматривался.

3. Предложенные аналитические зависимости и упрощенные модели позволили не только оценить предельные возможности конкретных машин, но и определить пути достижения этих показателей. Так был решен ряд частных задач по выбору параметров некоторых типов конструкций электромеханических преобразователей класса индукторных машин. Например, для достижения предельного среднего за период электромагнитного момента в заданных габаритах нужно выбирать амплитуды МДС обмоток примерно одинаковыми, а числа пар полюсов

минимизировать. Первое обстоятельство объясняется тем, что обе МДС вносят равный вклад в электромагнитный момент и весовые коэффициенты их амплитуд для достижения максимума должны быть также одинаковыми. Второе обстоятельство объясняется тем, что при увеличении числа пар полюсов обмотки доля тока возбуждения возрастает, что снижает эффективность электромеханического преобразования.

ГЛАВА 3. ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОПРОВОДОВ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Задачей настоящей главы является поиск наилучших конфигураций и размеров элементов магнитных систем СРМ и ИМ. Токи в фазных обмотках принимались равными по величине. Направление тока (± 1) или его исключение (0) задавалось коэффициентами-множителями перед пазовыми токами СРМ и ИМ.

3.1. Учёт высших гармонических проводимости вблизи воздушного зазора

Под высшими гармоническими проводимости будем понимать для машин с «гладким» статором – все зубцовые гармонические статора и высшие гармонические проводимости ротора, для машин с двухсторонней зубчатостью – высшие гармонические проводимости статора и ротора. В случае учета высших гармонических возникает изменение значений постоянной составляющей проводимости воздушного зазора и её гармонических составляющих.

Изменения в постоянной составляющей проводимости. Без учета высших гармонических среднее значение проводимости вблизи воздушного зазора машины принималось равным единице (глава 2). В зависимости от комбинации функций проводимости статора и ротора погрешность приближенного расчета общей проводимости варьируется от 0% до 40%. При гармоническом изменении проводимостей статора и ротора (рис. 3.1, сплошная жирная кривая) и расчете по формуле (2.60) она не зависит от количества зубцов и их соотношения и составляет $Z_{CP} \approx 0,73$ (табл. 3.1). Величина среднего значения общей проводимости вблизи воздушного зазора выше при меньшей амплитуде гармонических составляющих.

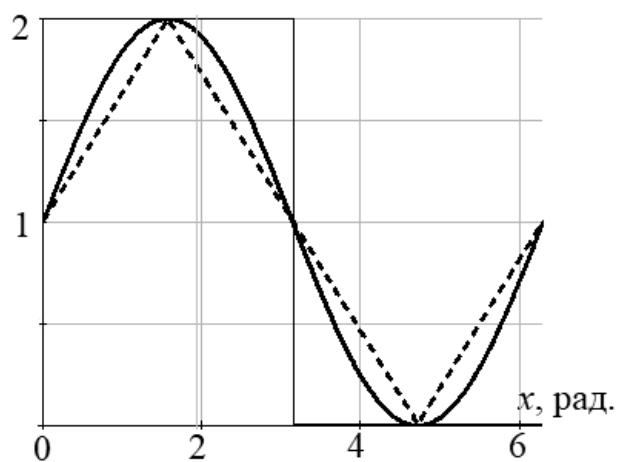


Рис. 3.1. Функции проводимости статора или ротора вблизи воздушного зазора на одно зубцовое деление

Например, при треугольных функциях проводимостей статора и ротора первые гармонические будут минимальными, поэтому среднее значение в этом случае максимальное и составило $Z_{CP} \approx 0,82$ (табл. 3.1). Минимальное значение наблюдается при максимальной амплитуде гармонических составляющих. Такой случай получается при прямоугольных функциях проводимостей статора и ротора. В этом случае среднее значение, рассчитанное по приближенной и точной формулам, совпадает и составляет $Z_{CP} \approx 0,5$ (табл. 3.1). Среднее значение проводимости определяет электромагнитный момент и активную мощность только для СРМсАР и ОМ. Для остальных типов машин данный показатель не влияет на указанные критерии эффективности электромеханического преобразования. Полная мощность будет пропорциональна средней проводимости для всех типов машин.

Изменения в амплитуде основной гармоники ротора. Амплитуда основной гармоники ротора во второй главе принималась равной единице для машин с односторонней и двухсторонней зубчатостями. В зависимости от комбинации функций проводимости статора и ротора погрешность приближенного расчета общей проводимости по первой гармонике ротора варьируется от 0% до 20%. Амплитуда общей проводимости по первой гармонике ротора прямо пропорциональна величине электромагнитного момента и активной мощности для машин с односторонней зубчатостью (СРМсЗР и ИМсЗР). Положительный вклад в величину общей проводимости вблизи воздушного зазора по первой гармонике ротора вносит амплитуда первой гармоники проводимости ротора. Отрицательный вклад, т.е. уменьшает её – амплитуда первой гармоники проводимости статора. Наиболее благоприятный случай, при котором амплитуда такой гармоники будет максимальной, получается при прямоугольной функции проводимости ротора и треугольной функции проводимости статора, и составляет $Z_P \approx 0,77$ (табл. 3.1). Наиболее неблагоприятный случай, при котором амплитуда такой гармоники будет минимальной, получается при треугольной функции проводимости ротора и прямоугольной функции проводимости статора, и составляет $Z_P \approx 0,39$ (табл. 3.1). Жирно красным цветом в табл. 3.1 выделены комбинации функций проводимости статора и ротора, при которых амплитуда общей проводимости по первой гармонике ротора получается

пульсирующей, что приводит к пульсациям электромагнитного момента. Это объясняется появлением гармоник общей проводимости по частоте, равным первой гармонике проводимости ротора, но перемещающихся с гораздо большей частотой. Такие гармоники получаются при произведении гармоник статора ротора с близкими частотами проводимости. Похожий эффект возникает у машин с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ и ИМсДЗ), но там оказывает благоприятное воздействие

Таблица 3.1

Величина постоянной составляющей и амплитуды гармонических проводимости воздушного зазора при разных функциях проводимости для статора и ротора

Функция проводимости		Величина постоянной составляющей		Амплитуда основной гармоники ротора		Амплитуда произведения гармоник статора и ротора	
		Прибл.	Точно	Прибл.	Точно	Прибл.	Точно
Статор	Ротор						
Синус	Синус	0,5	0,73	0,5	0,55	0,25	0,24
Прямоуг.	Прямоуг.	0,5	0,5	0,64	0,64	0,4	0,4
Синус	Прямоуг.	0,5	0,6	0,64	0,74	0,32	0,31
Прямоуг.	Синус			0,5	0,49		
Треуг.	Треуг.	0,5	0,82	0,41	0,44	0,16	0,16
Синус	Треуг.	0,5	0,77	0,41	0,42	0,2	0,2
Треуг.	Синус			0,5	0,57		
Прямоуг.	Треуг.	0,5	0,62	0,41	0,39	0,26	0,25
Треуг.	Прямоуг.			0,64	0,77		

и формирует среднее значение электромагнитного момента, а не амплитуду его пульсаций. Действенными мерами борьбы с такими пульсациями являются: скос пазов статора на одно зубцовое деление, либо выполнение пазов ротора таким образом, чтобы высшие гармоники его проводимости были существенно уменьшены, либо скос полюсов ротора на одно зубцовое деление статора [34]. Другой мерой борьбы с этим явлением является выполнение обмотки статора таким образом, чтобы высшие гармоники МДС были максимально ослаблены. Например, выполнение распределенной обмотки с укороченным шагом. Хотя это не избавляет от пульсаций момента при взаимодействии зубцов статора и ротора с основной гармоникой. Увеличение коэффициента мощности для СРМсЗР и ИМсЗР возможно благодаря разной степени снижения амплитуды общей проводимости по первой гармонике ротора и общей средней проводимости относительно единицы.

Изменение амплитуды произведения гармоник проводимости статора и ротора. Произведение гармоник проводимости статора и ротора влияет на рабочий момент для СРМсДЗ и ИМсДЗ. Базовый вариант при синусоидальных распределениях проводимостей статора и ротора (глава 2) дает амплитуду общей проводимости $Z_{CP} \approx 0,25$ (серые ячейки в табл. 3.1). В зависимости от комбинации функций проводимости статора и ротора погрешность приближенного расчета общей проводимости по произведению гармоник статора и ротора варьируется от 0% до 5%. Амплитуды первых гармонических проводимостей статора и ротора вносят совокупный положительный эффект в амплитуду общей проводимости от произведения указанных гармоник. Наилучший результат достигается при прямоугольных распределениях проводимости статора и ротора, и составляет $Z_{CP} \approx 0,4$ (табл. 3.1).

3.2. Синтез конечно-элементных моделей

Такие модели строятся на основе уравнений в частных производных, которые учитывают распределение магнитных полей в электрических машинах [40, 49]. Количество уравнений определяется количеством элементов, на которые разбита геометрическая модель активной части электромеханического преобразователя. Решение таких уравнений может быть выполнено, например, методом конечных

элементов. Данный метод обладает более высокой точностью при расчете магнитных полей на границе разделения двух сред: ферромагнитной и воздушной. Такой метод предпочтительней использовать в вариационной постановке, что подтверждается в [34, 51, 105]. На вход математической модели подаются текущие значения фазных токов обмоток. Таким образом, решение уравнений Максвелла позволяет выполнять анализ и синтез электрических машин при работе в зонах перегрузок и высоких скоростей вращения ротора, где использование схем расчета на основе представления параметров магнитной системы в сосредоточенном виде не дает достоверного результата [120]. Возможности распараллеливания расчетов приведены в [34].

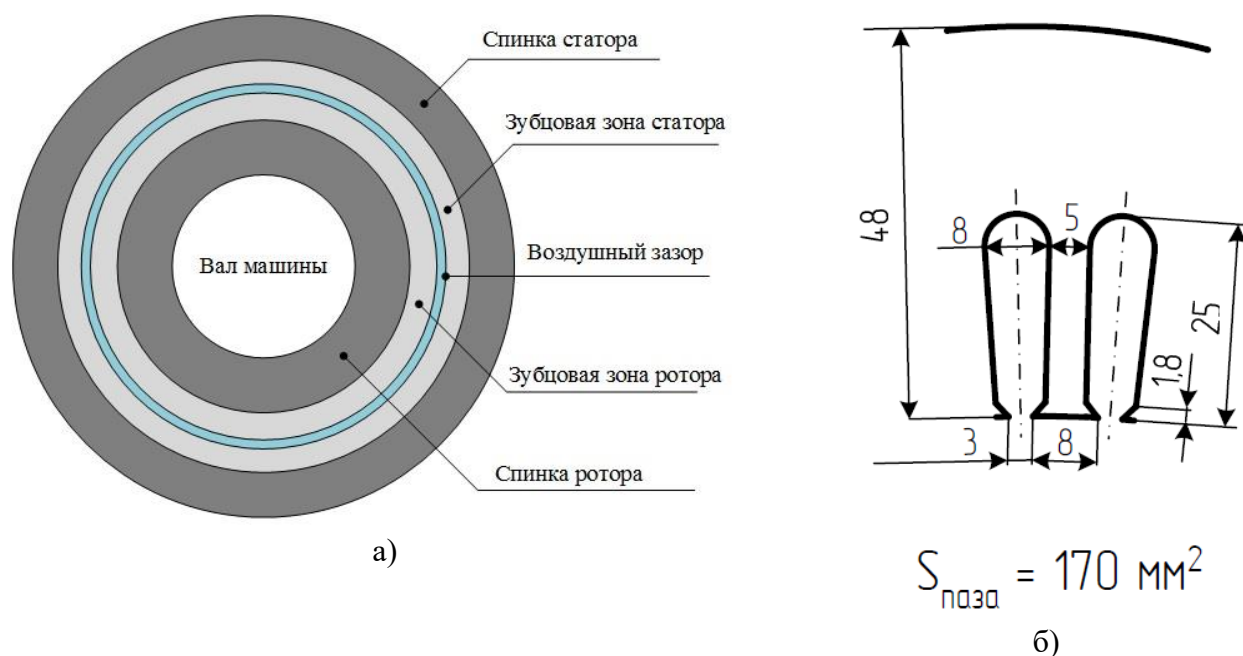


Рис. 3.2. К построению моделей электрических машин: а) поперечное сечение обобщенной электрической машины; б) размеры зубцовой зоны статора асинхронной машины MO160M4

Магнитные системы всех электрических машин в исследуемом классе имеют сходства (рис. 3.2 а): наличие спинок статора и ротора, наличие зубцов на статоре и роторе, наличие воздушного зазора [31]. Отличительными особенностями являются: разное количество зубцов статора и ротора, а также разное их соотношение, разные схемы обмоток, которые уложены в пазы статора (распределенная, катушечная или тороидальная), количество обмоток (одна или две). Особенности конструктивной реализации ротора СРМсАР [30].

Габаритные размеры и номинальные данные асинхронной машины
МО160М4

Номер	Параметр	Размерность	Значение
1	Номинальная мощность	кВт	18,5
2	Номинальная скорость	об/мин	1450
3	Номинальный момент	Нм	120
4	Внешний диаметр серд. статора	мм	254
5	Внутренний диаметр серд. статора	мм	158
6	Длина пакета статора	мм	184
7	Высота спинки статора	мм	23
8	Высота зубцов (пазов) статора	мм	25
9	Высота шлица паза статора	мм	1,8
10	Ширина шлица паза статора	мм	3
11	Величина воздушного зазора	мм	0,5
12	Площадь база статора «в свету»	мм ²	170
13	Число фаз	-	3
14	Число пар полюсов	-	2
15	Номинальное фазное напряжение	В	220
16	Номинальный ток	А	35
17	Номинальная частота	Гц	50
18	Число зубцов статора	-	48
19	Марка стали листов статора	-	Сталь 2013

Синтез и моделирование всех электрических машин исследуемого класса выполнялось в габаритах асинхронной машины МО160М4 (рис. 3.2 б). Габаритные размеры и номинальные данные машины приведены в табл. 3.2. Полученные конечно-элементные модели среднего диапазона мощности позволяют экстраполировать и обобщить результаты оптимизации на другие диапазоны (малой и большой мощности) с точки зрения конфигурации магнитных систем вариацией

относительного магнитного сопротивления воздушного зазора. Кроме того, 4-х полюсные машины обладают хорошими массогабаритными показателями, высоким КПД и коэффициентом мощности [159, 192].

По результатам обзора (глава 1) и по показателям эффективности электро-механического преобразования разных типов электрических машин класса (глава 2) выбраны для оптимизации магнитных систем три четырехполюсные трехфазные СРМ, которые соответствуют типу №1 из табл. 1.1 (рис. 3.3): СРМсЗР (рис. 3.3а), две СРМсАР (рис. 3.3б и в). В первом случае (СРМсАР 1) отношение индуктивностей по продольной и поперечной осям составляет 4-6 (рис. 3.3б). Другой вариант выполнения ротора (СРМсАР 2) предусматривает явно выраженные полюса и меньшую спинку ротора в месте примыкания к воздушному зазору. Эти конструктивные особенности позволяют поднять отношение индуктивностей по осям до 7-9 (рис. 3.3 в), но при этом возрастают пульсации момента за счет увеличения амплитуды высших гармоник проводимости магнитного потока через ротор, уменьшается его механическая прочность.

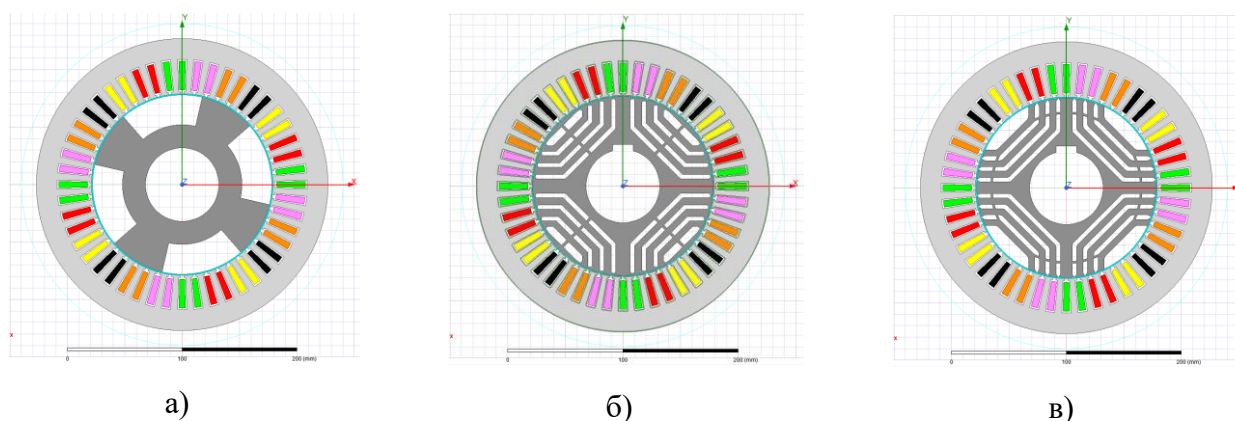


Рис. 3.3. Модификации СРМ

Выбраны две модификации четырехполюсных трехфазных СРМсДЗ, которые соответствуют типу №2 из табл. 1.1 (рис. 3.4). Первый вариант – это вентильно-индукторная 4-х полюсная машина (ВИМ) в конфигурации 12/8 (рис. 3.4а). Конструктивные особенности: катушечная (зубцовая) обмотка и малое число зубцов статора и ротора. Второй вариант – это СРМсДЗ с большим числом зубцов статора и ротора, а также распределенной обмоткой (рис. 3.4б).

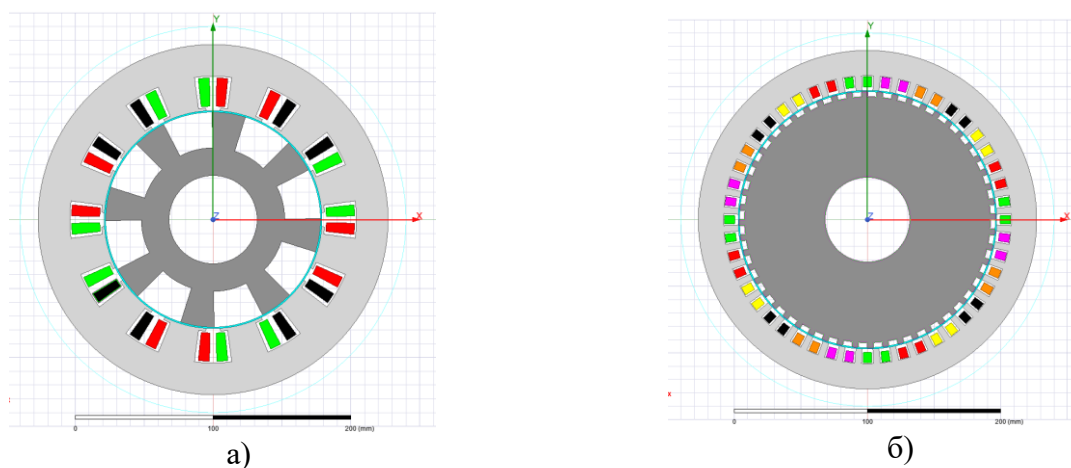


Рис. 3.4. Модификации СРМсДЗ

Выбраны две модификации четырехполюсных трехфазных ИМсДЗ, которые соответствуют типу №6 из табл. 1.1 (рис. 3.5). Первый вариант – это машина с переключением потока с 2-х полюсной силовой обмоткой и 6-ти полюсной обмоткой возбуждения в конфигурации 12/8 (рис. 3.5а). Конструктивные особенности: катушечная (зубцовая) обмотка и малое число зубцов статора и ротора. Второй вариант – это СРМсДЗ с большим числом зубцов статора и ротора, а также двумя распределенными обмотками (рис. 3.5б): силовой трехфазной 4-х полюсной и 6-ти полюсной однофазной обмоткой возбуждения.

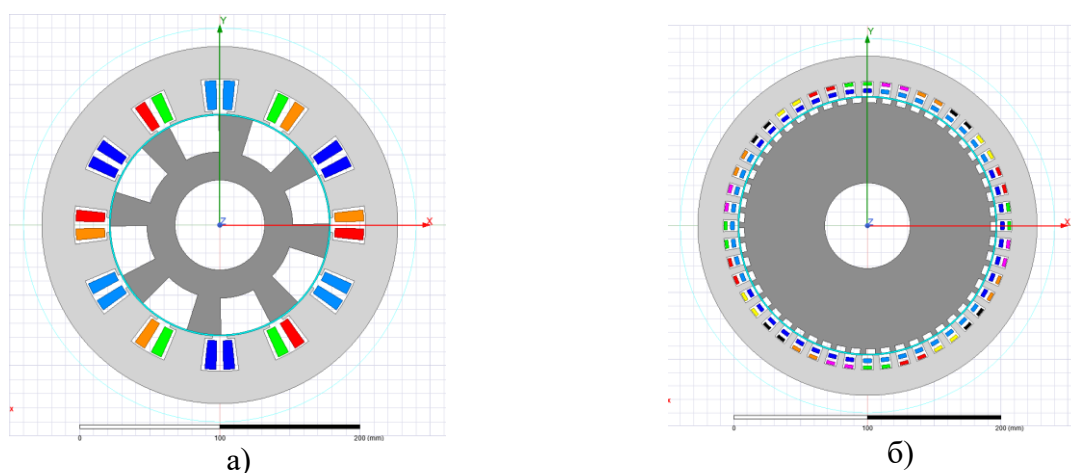


Рис. 3.5. Модификации ИМсДЗ

3.3. Постановка задачи, методы и алгоритм оптимизации

Постановка задачи оптимизации элементов магнитной системы активной части электрической машины включает в себя критерии оптимизации, параметры оптимизации, ограничения и функциональные связи [75, 76].

Задачи многокритериальной оптимизации могут быть сведены к задачам однокритериальной оптимизации путем введения обобщенной целевой функции [31]:

$$Q = \min_{X \in X_{\text{доп}}} (q_1(X), q_2(X), q_3(X)) \quad (3.1)$$

Здесь q_1 , q_2 и q_3 – критерии оптимизации, которые являются функциями вектора параметров $X = (bz_{ST}, hp_{ST}, hp_R, bz_R, D_R, \alpha_R, \delta, h_{SH}, b_{SH})$; bz_{ST} – ширина зубцов статора; hp_{ST} – высота зубцов (пазов) статора; hp_R – высота зубцов (пазов) ротора; bz_R – ширина зубцов ротора; D_R – диаметр ротора; α_R – угол поворота ротора; δ – величина воздушного зазора; h_{SH} – высота шлица паза статора; b_{SH} – ширина шлица паза статора. В общем случае количество критериев и параметров оптимизации может быть другим. Это определяется решаемой задачей. Критерии оптимизации выбираются из следующих соображений. Увеличение критериев оптимизации приводит к конфликту между ними, когда улучшение одного критерия ведет неизбежно к ухудшению другого. Поэтому поиск оптимального решения по критерию Парето лучше выполнять методом скалярного ранжирования. Для указанной целевой функции (3.1) наилучшей оказалась аддитивная функция скаляризации [17, 34]. В ряде источников [59] рекомендуют брать от 2 до 3 таких критериев. При проектировании электрических машин с различными конфигурациями магнитных систем с возможностью учета работы в зоне перегрузок и высоких скоростей необходим учет распределения магнитного поля по элементам магнитной системы активной части. Такой учет возможен только при использовании математического описания (функциональных связей), где магнитные цепи представлены системой с распределенными параметрами [31]. Применение сложного математического аппарата на первом этапе решения не целесообразно. Лучше задачу разбить на несколько этапов. На первом этапе выявить факторы, влияющие на критерии оптимизации, можно, применив упрощенные математические модели (глава 2). На втором этапе уже можно воспользоваться конечно-элементной моделью электрической машины. Ограничения, которые накладывались на параметры оптимизации, сведены в табл. 3.3.

Ограничения на параметры оптимизации

Номер	Параметр	min	ном.	max
1	Ширина пазов статора, b_{zS} , град.	0	3,75	$360/Z_S$
2	Ширина пазов ротора, b_{zR} , град.	0	45	$360/2p$
3	Радиус ротора, D_R , мм	$d_B + hp_R$	78	$127 - hp_{ST} - \delta$
4	Величина воздушного зазора, δ , мм	0	1	$127 - D_R - hp_{ST}$
5	Высота полюса ротора, hp_R , мм	0	24	$D_R - d_B$
6	Высота паза статора, hp_{ST} , мм	0	25	$127 - D_R - \delta$
7	Величина тока в пазу, I_p , А	0	552	$5 \cdot I_H$
8	Угол поворота ротора, α_R , град.	0	17	360
9	Высота шлица паза статора, h_{SH} , мм	0	2	hp_{ST}
10	Ширина шлица паза статора, b_{SH} , мм	0	3	b_{zST}
11	Наружный радиус машины, D_H , мм	127	127	127
12	Радиус вала ротора, d_B , мм	32	32	32

Методы оптимизации. Метод оптимизации должен давать результат за минимальное количество итераций, а также должна быть обеспечена сходимость результатов расчета. Все методы по количеству необходимых для расчета производных целевой функции можно разбить на методы нулевого, первого, второго и т.д. порядков. Методы нулевого порядка требуют большое количество итераций расчета и при их использовании не гарантирована сходимость [59]. Методы второго порядка дают лучшую сходимость по сравнению с методами предыдущей группы и требуют меньшего количества итераций. Проблемы здесь могут возникнуть, если функция носит овражный характер или ее изолинии не являются вытянутым эллипсом [34]. Ниже представлен краткий обзор основных методов многомерной одно-критериальной оптимизации.

Метод «квази-Ньютона»

Ньютон впервые показал, что максимум или минимум любой функции можно найти, взяв производную функции по ее переменным. Такой подход приводит к

точному решению для простых функций. Однако для функций более высокого порядка или численного анализа обычно используется итерационный подход. Приближение рассчитывается для каждой переменной. Это значение помещается обратно в исходную функцию и используется для вычисления градиента, который обеспечивает направление и размер шага для определения следующего наилучшего значения переменной в процессе итерационной оптимизации.

В процедуре квазиньютоновой оптимизации градиенты (матрица Гессе) не могут быть рассчитаны аналитически и вычисляются численно. По сути, изменение оценки переменных и изменение градиента используются для оценки гессиана для следующей итерации. Отношение изменения градиентов к изменению значений переменных обеспечивает гессиан для следующего шага. Это является условием квазиньютона. Для выполнения квазиньютоновой оптимизации требуется по крайней мере три решения для каждого изменяемого параметра. Это может потребовать значительных вычислительных затрат в зависимости от типа выполняемого анализа.

В литературе [59] описано множество методов вычисления определителей матрицы Гессе. Например, алгоритм Бroyдена-Флетчера-Гольдфарба-Шанно. Поскольку метод квазиньютона по своей сути является градиентным, он страдает от двух фундаментальных проблем, общих для оптимизации. Первое — это возможное наличие локальных минимумов. Второй основной проблемой квазиньютоновой оптимизации является числовой шум. В градиентной оптимизации производные считаются гладкими функциями с хорошим поведением. Однако, когда градиенты вычисляются численно, при вычислении учитываются разности чисел, которые становятся все меньше. В какой-то момент числовая неточность в расчетах параметров становится больше, чем разницы, вычисленные в градиентах, и решение будет колебаться и может никогда не достичь сходимости.

Кроме того, вычислительная нагрузка при многомерной оптимизации с помощью «квази-Ньютона» возрастает геометрически с увеличением числа оптимизируемых переменных. В результате этот метод следует использовать только тогда, когда одна или две переменные оптимизируются одновременно.

Метод последовательного нелинейного программирования (ПНП)

Основное преимущество метода последовательного нелинейного программирования (ПНП) перед методом «квази-Ньютона» состоит в том, что он решает проблему оптимизации более глубоко. Этот оптимизатор предполагает, что переменные оптимизации охватывают непрерывное пространство. В результате в этом оптимизаторе не указан минимальный размер шага, и переменные могут принимать любое значение в пределах допустимых ограничений и в пределах числовой точности симулятора. Как и «квази-Ньютона», оптимизатор ПНП предполагает, что шум незначителен. Это снижает влияние шума, но фильтрация шума не является сильной.

Оптимизатор ПНП аппроксимирует результаты конечно-элементного анализа с помощью поверхностей отклика (ПО). С помощью аппроксимации и легкой оценки функции стоимости ПНП имеет хорошее приближение функции стоимости с точки зрения переменных оптимизации. Это приближение позволяет оптимизатору ПНП оценить местоположение точек улучшения. ПНП оптимизатор имеет более высокую практическую скорость сходимости, чем «квази-Ньютона».

Оптимизатор ПНП создает поверхность отклика, используя точки данных результатов конечно-элементных расчетов, полученных из предыдущих итераций, для регрессионного анализа с применением аппарата разложения в ряд Тейлора. Поверхность отклика используется в цикле оптимизации для определения градиентов и вычисления направления и расстояния следующего шага. Поверхность отклика действует как замена конечно-элементного моделирования за счет прогноза, сокращая количество требуемых итераций и значительно ускоряя решение задачи. Сходимость улучшается по мере создания большего количества решений МКЭ и улучшения аппроксимации поверхности отклика.

Метод ПНП похож на метод последовательного квадратичного программирования (ПКП) тем, что последовательно обновляет состояние параметров оптимизации до текущих оптимальных значений. Последовательную оптимизацию можно представить как движение по пути, шаг за шагом, к оптимальной цели. Цель

состоит в том, чтобы создать аналитическую модель, которая была бы достаточно точной в более широком масштабе даже для относительно больших шагов.

Метод паттернов

Если шум значительный, градиентные методы использовать затруднительно, поэтому в этом случае рекомендуется оптимизатор поиска по шаблону [7] для получения достоверных результатов. Он выполняет симплексный поиск на основе сетки, который использует симплексы: треугольники в 2D-пространстве или тетраэдры в 3D-пространстве. Симплекс – это евклидов геометрический пространственный элемент, имеющий минимальное количество граничных точек, например отрезок прямой в одномерном пространстве, треугольник в двухмерном пространстве или тетраэдр в трехмерном пространстве.

Стоимость рассчитывается по вершинам симплекса. Оптимизатор отражает симплекс на одной из граней на основе математических рекомендаций и определяет, дает ли новый симплекс лучшие результаты. Если это не дает лучшего результата, следующая грань используется для зеркального отражения, и узор продолжается. Если улучшения не происходит, сетка уточняется. Если происходит улучшение, шаг принимается, и создается новый симплекс для замены исходного.

Алгоритмы поиска по образцу расширяются до оптимизации с тремя переменными с помощью тетраэдрических симплексов, однако их нелегко представить в графической форме. Как правило, алгоритмы поиска по шаблону не используются, если в оптимизации используется более трех переменных.

Если функция стоимости не улучшается независимо от направления зеркального отражения симплекса, тогда симплекс разделяется на более мелкие симплексы и процесс перезапускается.

Алгоритмы поиска по образцу имеют несколько преимуществ перед алгоритмами метода «квази-Ньютона». Во-первых, они менее чувствительны к шуму, потому что функция стоимости оценивается во всех узловых точках симплекса, а числовой шум усредняется по симплексу. Во-вторых, метод паттернов не использует информацию о градиенте для определения минимума, процесс приближается к

истинному минимуму медленнее, выполняя больше шагов для последовательного разделения симплексов по мере приближения к минимуму.

Генетический алгоритм

Оптимизаторы генетического алгоритма (ГА) являются частью класса методов оптимизации, называемых стохастическими оптимизаторами. Они не используют информацию из эксперимента или функцию стоимости, чтобы определить, где дальше исследовать пространство переменных. Вместо этого они используют тип случайного выбора и применяют его структурированным образом. Случайный выбор оценок для перехода к следующему поколению имеет то преимущество, что позволяет оптимизатору выскакивать из локальных минимумов за счет множества случайных решений, которые не обеспечивают улучшения в достижении цели оптимизации. В результате оптимизатор ГА будет выполнять гораздо больше итераций и может работать слишком медленно.

Поиск по генетическому алгоритму – это итеративный процесс, который проходит через несколько поколений. В каждом поколении создаются новые особи, выросшая популяция участвует в процессе отбора (естественного отбора), который, в свою очередь, уменьшает размер популяции до желаемого уровня.

Таким образом, на основании обзора и особенностей задачи оптимизации, которые вытекают из моделирования по упрощенным математическим моделям: уровень шума минимальный, локальные максимумы отсутствуют. Выбирался метод последовательного нелинейного программирования (ПНП). В английской терминологии *Sequential Non-linear Programming*.

Алгоритм оптимизации. С учетом сказанного был предложен алгоритм оптимизации СРМ и ИМ по массогабаритным показателям, который включает в себя на первом этапе поиск максимального электромагнитного момента в заданных габаритах по упрощенной обобщенной математической модели (глава 2), затем результаты уточнялись на конечно-элементных моделях машин. Задача оптимизации решалась для двух предельных состояний магнитной системы электромеханического преобразователя (ненасыщенной и сильно насыщенной) путем задания базового значения тока в обмотках статора [31]. Другой особенностью решения задачи

оптимизации являлось поддержание постоянства величины потерь в меди обмоток. В литературе по проектированию обычных электрических машин, например, в [88] предлагается учитывать нагрев пазовой части обмотки, как величину, пропорциональную произведению линейной нагрузки на плотность тока в проводниках. Отсюда получаем потери в меди и величину пазового тока [31]:

$$P_{CU} = k_{CU} \cdot \frac{I_P^2}{S_P}$$

$$I_P = \sqrt{\frac{P_{CU}}{k_{CU}} \cdot S_P}$$
(3.2)

где k_{CU} – коэффициент пропорциональности; I_P – величина пазового тока; S_P – площадь паза.

Пазовый ток пропорционален корню квадратному из площади паза при заданных постоянных потерях в меди. Токи всех фазных обмоток для выбранных модификаций задавались одинаковыми, а направление выбиралось таким образом, чтобы амплитудное значение МДС в зазоре было максимальным. Для модификации ВИМ задавался ток только в одной фазной обмотке. Для модификации FSDC – равные токи двух обмоток.

Второй этап оптимизации был разбит на две части. В первой части выполнялся поиск наилучших параметров X ($b_{zST}, hp_{ST}, hp_R, bz_R, D_R, \alpha_R$). При этом остальные значения параметров оптимизации в векторе X (δ, h_{SH}, b_{SH}) поддерживались постоянными (рис. 3.6). Критерием оптимизации выступала величина, пропорциональная величине электромагнитного момента. В блоке 1 задавались начальные размеры ширины зубцов статора и ротора, а также начальное положение ротора. Выбор такой группы параметров объясняется следующим. При изменении ширины зубцов статора или ротора меняется гармонический состав проводимостей магнитного потока со стороны статора или ротора. Это приводит к изменению величины зубцовых пульсаций и среднего значения электромагнитного момента при заданном углом α_R положении ротора. Разделение параметров оптимизации на 2 группы помогает достичь заданной точности оптимизации за меньшее количество итераций. В блоках 2 и 5 методом последовательного нелинейного программирования

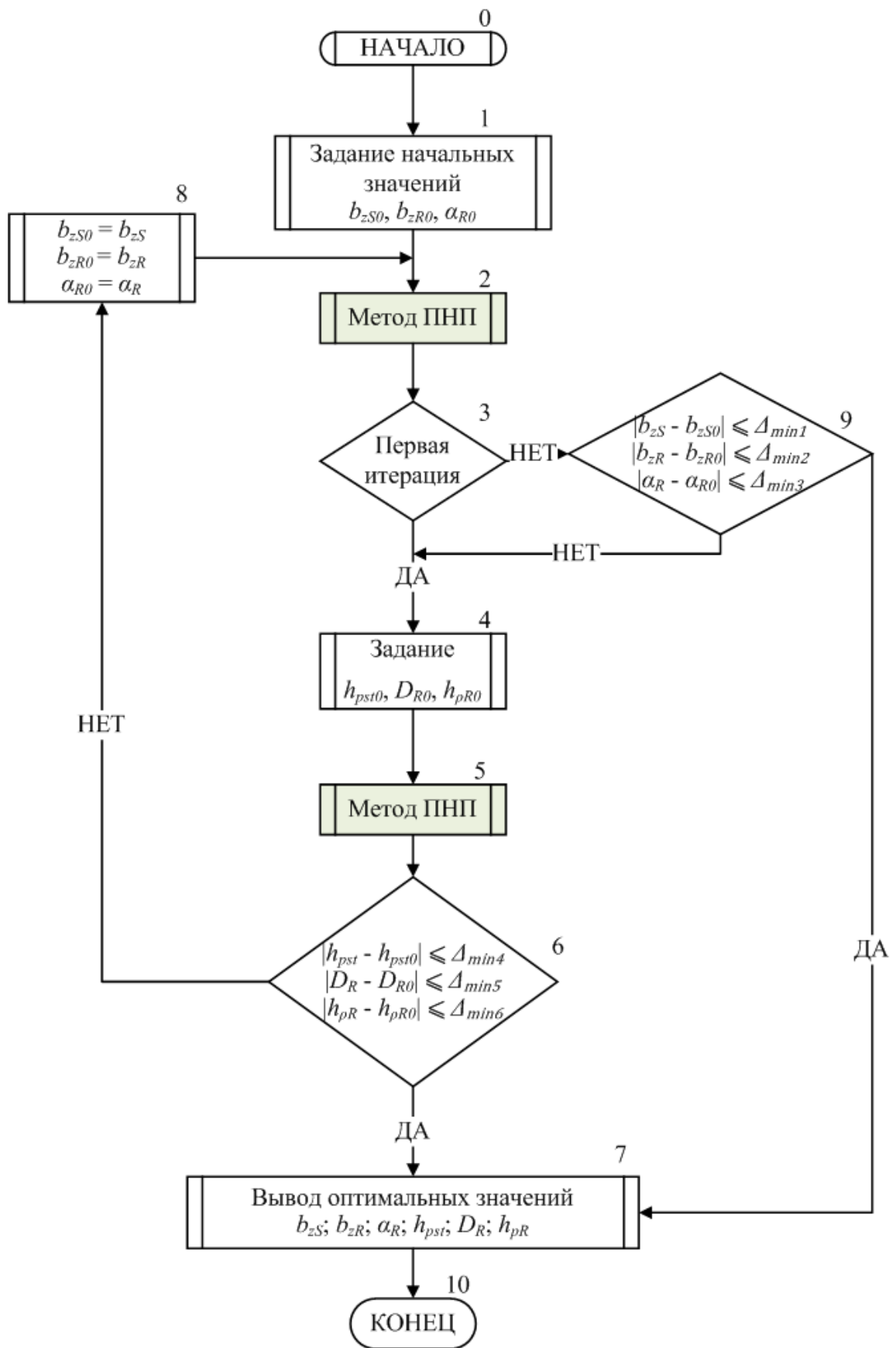


Рис. 3.6. Обобщенный алгоритм оптимизации размеров элементов магнитопроводов СРМ и ИМ

(ПНП) осуществляется поиск оптимальных значений параметров. В блоке 3 проверяется номер итерации. В случае второй и последующих итераций проверяется величина изменения параметров оптимизации первой группы после оптимизации в блоке 2, чтобы принять решение о продолжении или завершении оптимизационных процедур. В блоке 6 проводится аналогичная проверка для другой группы параметров после оптимизации методом ПНП (блок 5). Вторая группа параметров (блок 4) не влияет на величину пульсаций момента [31].

Во второй части оптимизации исследуется чувствительность к изменению воздушного зазора δ величины электромагнитного момента. В случае конфликта нескольких критериев оптимизации может быть использован критерий Парето в форме скалярного ранжирования. Критерий оптимизации (3.1) представляется к взвешенной сумме. Параметры вектора X для целевой функции, в качестве которых выступают среднее значение момента и величина его пульсаций, входят в формулу для критерия оптимизации:

$$Q_1 = \sum_{i=1}^3 (w_i \cdot q_i(X)) \quad (3.3)$$

Весовые коэффициенты могут быть получены методом экспертной оценки в зависимости от степени значимости того или иного критерия [71].

3.4. Результаты оптимизации

Результаты оптимизации представлены для двух режимов работы: с номинальной нагрузкой и с 4-х кратной перегрузкой по току. В расчете не учитывалось влияние вихревых токов на величину электромагнитного момента.

3.4.1. Синхронная реактивная машина с зубчатым ротором

Параметры элементов магнитной системы активной части статора для СРМсЗР соответствовали параметрам асинхронной машины (табл. 3.2). Параметры ротора: число зубцов – 4, ширина полюса в долях от полюсного деления – 0,5, высота зубцов ротора – 24 мм, ширина спинки ротора – 22 мм, марка стали ротора – Сталь 2412. Величина воздушного зазора принималась равной 1 мм. Обмоточные данные оптимизируемой машины представлены в табл. 3.4 [32].

Обмоточные данные СРМсЗР

Номер	Параметр	Размерность	Значение
1	Марка провода	-	ПЭТВ
2	Диаметр неизолированного провода	мм	1,12
3	Диаметр изолированного провода	мм	1,2
5	Число элементарных проводников в одном эффективном	-	4
6	Число эффект. проводников в пазу	-	17
7	Число витков в фазе обмотки	-	34
8	Число параллельных ветвей	-	2
9	Число пазов на полюс и фазу	-	2

Схема обмотки изображена на рис. 3.7. Обмотка выполнена шестифазной с целью исследования характеристик машины при разном числе фаз. При попарном соединении фаз обмотка может быть преобразована к трехфазному варианту.

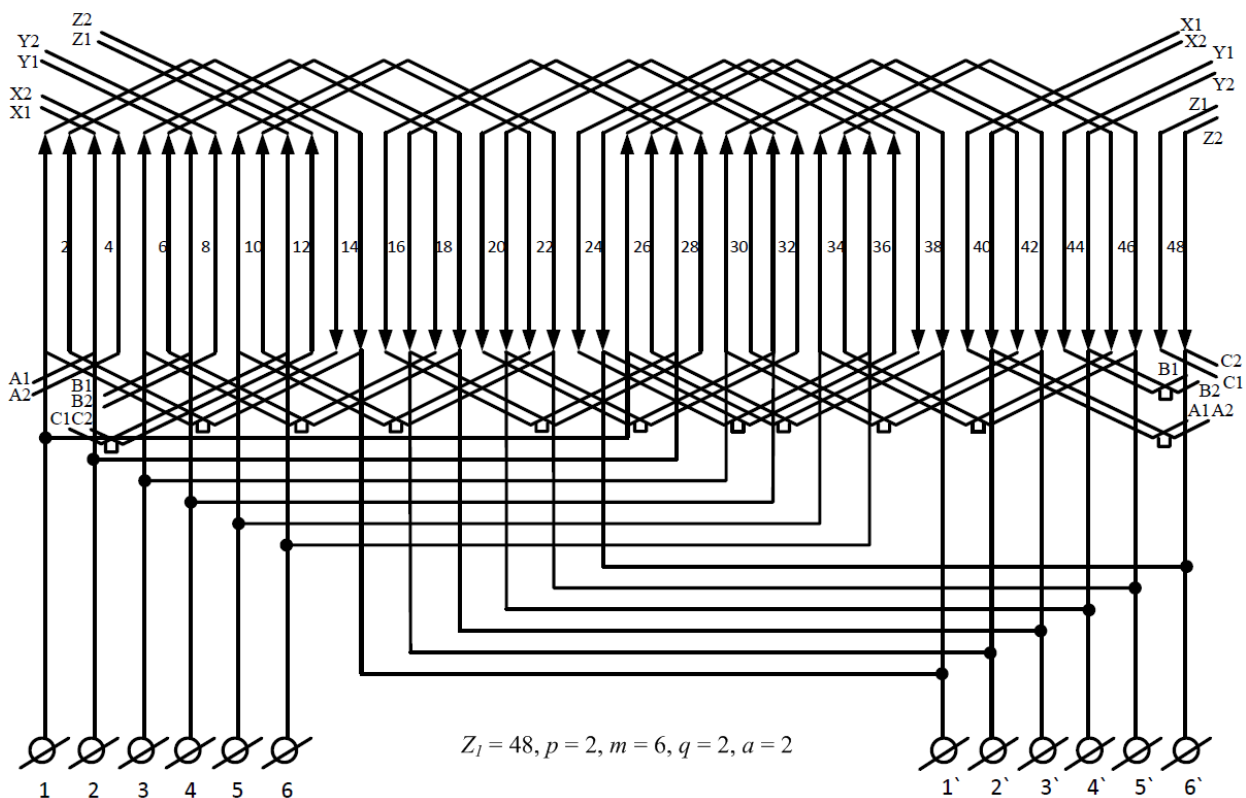


Рис. 3.7. Схема обмотки статора СРМсЗР

Результаты оптимизации приведены в табл. 3.5. В столбце «Значения 1» приведены оптимальные параметры электрической машины при работе в точке с номинальной нагрузкой и номинальным значением магнитного потока. В столбце «Значения 2» – при работе в точке с 4-х кратной перегрузкой по току при постоянном угле нагрузки. Номинальное значение тока в пазу 552 А соответствовало номинальному току фазной обмотки 65А, при котором тепловое состояние машины было эквивалентным тепловому состоянию асинхронной машины. Величина пазового тока менялась в процессе оптимизации по формуле (3.2).

Таблица 3.5

Размеры элементов магнитной системы активной части СРМсЗР после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения	До оптими- зации	Значения
		1		2
1	Ширина пазов статора, b_{zST}	4,3	3,75	3,2
2	Ширина пазов ротора, b_{zR}	54	45	53
3	Угол поворота ротора, α_R	14	17	13
4	Радиус ротора, D_R	78	78	83
5	Высота полюса ротора, hp_R	26	24	26
6	Высота паза статора, hp_{ST}	30	25	19

Анализ табл. 3.5 показывает, что при оптимизации на номинальное значение момента ширина зубцов статора уменьшилась на 15%, а ширина полюса ротора уменьшилась на 20% по сравнению с базовым значением. Паз статора стал больше на 35%. Это привело к увеличению пазового тока на 15% без увеличения тепловых потерь. Спинка статора уменьшилась на 22%. Спинка ротора уменьшилась на 10%. Полученные значения говорят о том, что сечение всех элементов магнитной системы уменьшилось, при этом момент увеличился за счет уменьшения полей выпучивая в паз ротора, которые создавали отрицательное значение электромагнитного момента. За счет насыщения ротора поток в машине снизился и позволил уменьшить сечение всех элементов магнитной системы.

При оптимизации на 4-х кратную перегрузку увеличился радиус ротора на 5%. Ширина зубцов возросла на 15% по сравнению с базовым вариантом. Спинка статора не изменилась по сравнению с базовым вариантом. При этом площадь паза сократилась на 50%. Это привело к снижению пазового тока на 25%. Такие результаты объясняются необходимостью снижения насыщения элементов магнитной системы с одной стороны за счет увеличения сечения ее элементов, с другой стороны за счет снижения пазовых токов. В этом случае снижение пазовых токов в меньшей степени снижает момент, нежели увеличение магнитного потока.

Значения электромагнитного момента до и после оптимизации в разных режимах работы приведены в табл. 3.6.

Таблица 3.6

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы СРМсЗР

№	Геометрия активной части	Номинал		4-х кратная перегрузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	166	82	486	266
2	Значения 1 (номинал)	184	90	478	274
3	Значения 2 (перегрузка)	152	77	580	308

При оптимизации на номинальное значение нагрузки (табл. 3.6) номинальный момент увеличился на 10%, перегрузочный момент практически не изменился по сравнению с показателем до оптимизации. Общая характерная особенность для всех вариантов геометрии магнитной системы – кривая перегрузочного момента, более уплощенная по сравнению с кривой номинального момента. Отношение среднего момента к максимальному в первом случае порядка 0,5, а во втором случае порядка 0,55. Это объясняется сильным насыщением магнитной системы при перегрузке.

При оптимизации на 4-х кратную перегрузку перегрузочный момент возрос на 15%, номинальный момент снизился на 5%. Снижение номинального момента при

таких размерах элементов магнитной системы (табл. 3.5, столбец «Значения 2») говорит о недоиспользовании сечения элементов магнитной системы.

Важным исследованием при работе электрической машины в предельных режимах является оценка степени влияния изменения величины воздушного зазора на удельный электромагнитный момент. Результаты моделирования показывают, что при изменении величины воздушного зазора момент изменяется практически линейно. Результаты приведены в табл. 3.7.

Таблица 3.7

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора СРМсЗР

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	40	47
2	Значения 2 (перегрузка)	54	55

При оптимизации геометрии электрической машины под номинальную нагрузку (табл. 3.7) изменение момента при изменении величины воздушного зазора будет меньше, чем при оптимизации под перегрузку (первая строчка, табл. 3.7). Это объясняется большим значением пазового тока и более высокой степенью насыщения магнитной системы машины. В таком случае, например, уменьшение воздушного зазора не приводит к существенному увеличению магнитного потока и момента. При перегрузке приращение момента хоть и больше, чем при номинальном моменте, но относительное значение приращения, отнесенное к базовому значению момента (например, номинальному при величине зазора 1 мм или перегрузочному при той же величине воздушного зазора) будет значительно меньше, так как перегрузочный момент в 3...4 раза больше номинального (табл. 3.6). Если брать относительные значения изменения момента, то получится от 10% до 35% изменения момента на каждый миллиметр изменения воздушного

зазора. Эти значения относительно невысоки, поэтому можно сделать вывод, что изменение воздушного зазора слабо влияет на изменение момента СРМсЗР.

3.4.2. Синхронная реактивная машина с анизотропным ротором

Подходы к оптимизации анизотропного ротора СРМ. Оптимизацией анизотропного ротора СРМ занимались многие ученые, среди них можно выделить Vagati [215], который одним из первых предложил такую конструкцию анизотропного ротора, которая используется в СРМ современных электротехнических фирм (ABB, Siemens и др.) Преимущества и недостатки различных конструкций анизотропного ротора приведены в [46, 168, 173, 135, 177, 190, 197]. Авторы отдают предпочтение ТЛА ротору по совокупности его достоинств и недостатков относительно АЛА-ротора. В частности, ТЛА ротор более дешев в изготовлении и технологичен, в нем меньше выделяется потерь. Напротив, АЛА ротор при его преимуществах в отношении реактансов показывает низкий КПД за счет выделения потерь в роторе.

Оптимизация статора СРМ с ТЛА-ротором (СРМсАР1). В табл. 3.8. приведены оптимальные значения элементов магнитных систем. При оптимизации под номинал увеличилась только ширина пазов статора с 3,75 градуса до 4,2 градуса. Пазовый ток возрос до 584 А. При оптимизации под перегрузку высота паза уменьшилась до 18 мм, в ширина пазов статора уменьшилась до 3,7 градуса. Здесь прослеживаются те же тенденции изменения размеров элементов магнитной системы, что и для СРМсЗР.

Таблица 3.8

Размеры элементов магнитной системы активной части СРМсАР1 после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения 1	До оптими- зации	Значения 2
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	4,2	3,75	3,7
2	Угол поворота ротора, α_R	56	56	56
3	Высота паза статора, $h_{p_{ST}}$	25	25	18

В табл. 3.9. Приведены значения максимальных моментов для двух режимов работы: номинального и перегрузочного. Эффект от оптимизации здесь незначительный, особенно при работе в номинальной точке.

Таблица 3.9

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы СРМсАР1

№	Геометрия активной части	Номинал		4-х кратная перегрузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	172	88	531	297
2	Значения 1 (номинал)	177	88	522	287
3	Значения 2 (перегрузка)	147	76	595	324

Величины изменений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора показаны в табл. 3.10. Результаты моделирования показывают, что при изменении величины воздушного зазора момент изменяется нелинейно. Средние значения изменения момента при изменении величины воздушного зазора в 1,5...2 раза выше аналогичных значений для СРМсЗР (табл. 3.7). Если брать относительные значения изменения момента, то получится от 20% до 55% изменения момента на каждый миллиметр изменения воздушного зазора.

Таблица 3.10

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора СРМсАР1

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	68	102
2	Значения 2 (перегрузка)	72	110

Оптимизация статора СРМ с SP-TLA ротором (СРМсАР2). В табл. 3.11. приведены размеры элементов магнитной системы СРМсАР2. Для такой машины

геометрия элементов магнитных систем в результате оптимизации изменилась незначительно.

Таблица 3.11

Размеры элементов магнитной системы активной части СРМсАР2 после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения	До оптими- зации	Значения
		1		2
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	4	3,75	3,75
2	Угол поворота ротора, α_R	59;52	59;52	59;52
3	Высота паза статора, $h_{p_{ST}}$	28	25	20

В табл. 3.12 приведены значения оптимальных моментов для СРМсАР2. Эффект от оптимизации для данного типа машины отсутствует.

Таблица 3.12

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы СРМсАР2

№	Геометрия активной ча- сти	Номинал		4-х кратная пере- грузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	210	102	760	375
2	Значения 1 (номинал)	217	106	707	348
3	Значения 2 (перегрузка)	188	90	763	377

Величины изменений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора показаны в табл. 3.13. Результаты моделирования показывают, что при изменении величины воздушного зазора момент изменяется нелинейно. Средние значения изменения момента при изменении величины воздушного зазора 1,5...3 раза выше аналогичных значений для СРМсЗР (табл. 3.7). Особенно в зоне перегрузок по току.

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора СРМсАР2

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	70	195
2	Значения 2 (перегрузка)	75	159

3.4.3. Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью

Базовые параметры геометрии статора, материал ротора, обмоточные данные (табл. 3.4), схема обмотки (рис. 3.7) при оптимизации для СРМсДЗ принимались такими же, как и у СРМсЗР. Базовые параметры геометрии ротора приведены в табл. 3.8 (столбец «До оптимизации»).

Результаты оптимизации приведены в табл. 3.14. При оптимизации под номинальное значение момента ширина зубцов статора уменьшилась на 30% и составила 36% от зубцового деления статора, ширина зубцов ротора составила 37% от полюсного деления ротора [72]. Изменение ширины зубцов ротора приводит к изменению разницы между проводимостью зазора в согласованном положении зубцов статора и ротора и в рассогласованном положении. Изменение ширины зубцов статора приводит дополнительно к изменению размеров пазов статора и в конечном счете к изменению величины пазовых токов. Высота пазов статора уменьшилась в 2,5 раза по сравнению с вариантом до оптимизации. Это объясняется тем, что при снижении степени насыщения магнитной системы поля выпучивания значительно уменьшаются, что особенно важно для машины данной конструкции, когда ширина и глубина пазов ротора невелика относительно СРМсЗР. Малая глубина пазов ротора относительно СРМсЗР объясняется малым приращением пути магнитного потока по воздуху при рассогласованном положении зубцов статора и ротора, относительно согласованного положения. При увеличении глубины пазов ротора длина магнитных силовых линий увеличивается и возрастает магнитное

сопротивление основному потоку. Отношение ширины зубца ротора к его высоте получается примерно равным единице. Для СРМсЗР это соотношение составляет около двух. Радиус ротора возрос на 23%, а спинка статора уменьшилась на 15%.

Таблица 3.14

Размеры элементов магнитной системы активной части СРМсДЗ после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения	До оптими- зации	Значения
		1		2
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	4,8	3,75	4,8
2	Ширина пазов ротора, b_{z_R}	4,3	3,5	4
3	Угол поворота ротора, α_R	4,8	4,9	4,8
4	Радиус ротора, D_R	96	78	102,5
5	Высота полюса ротора, h_{p_R}	3,9	2,5	3,4
6	Высота паза статора, $h_{p_{ST}}$	11	25	5,2

При оптимизации под перегрузку высота паза уменьшается еще в 2 раза, чтобы снизить насыщение магнитной системы. Спинка статора остается такой же, как и в предыдущем случае оптимизации под номинальное значение нагрузки.

В статье [180] авторы проводят частичную оптимизацию размеров элементов геометрии магнитной системы СРМсДЗ. Полученная величина глубины пазов ротора является малой величиной (4 мм) для мощности машины в 2 кВт и почти совпадает с полученной в табл. 3.14 для номинального режима работы (3,9 мм) исследуемой машины в 20кВт, следовательно, результаты по этому параметру можно обобщить на ряд мощностей. Авторами также получено оптимальное отношение ширины зубцов ротора к ширине зубцов статора. Оно составило 1,22, причем в диапазоне от 1 до 1,2 чувствительность к изменению этого параметра у момента очень низкая. Полученное значение в табл. 3.14 (0,96), что дает удовлетворительное совпадение с результатами авторов. Наконец, авторами было проведено исследование влияния числа зубцов статора для четырехполюсной машины на удельный момент. При количестве зубцов статора от 12 до 36 наблюдается существенное увеличение

удельного момента, затем от 36 до 96 момент практически не изменяется, следовательно, число зубцов статора, если следовать рекомендациям авторов нужно выбирать большим. Исследуемый вариант в 48 зубцов статора близок к наилучшему.

Значения электромагнитного момента до и после оптимизации в разных режимах работы приведены в табл. 3.15. В результате оптимизации под номинальное значение нагрузки момент увеличился на 65%, перегрузочный момент увеличился в 2 раза. Отношение среднего момента к максимальному для номинальной нагрузки и перегрузки составляет 0,6. Этот коэффициент выше, чем у СРМсЗР из-за отсутствия зубцовых пульсаций момента, которые увеличивают максимальное значение. При оптимизации под перегрузку номинальное значение момента увеличилось на 35%, перегрузочный момент увеличился в 2,4 раза.

Таблица 3.15

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы СРМсДЗ

№	Геометрия активной части	Номинал		4-х кратная перегрузка	
		М _{МАХ} , Нм	М _{СР} , Нм	М _{МАХ} , Нм	М _{СР} , Нм
1	До оптимизации	131	80	148	91
2	Значения 1 (номинал)	218	131	303	183
3	Значения 2 (перегрузка)	176	106	350	212

Величины изменений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора показаны в табл. 3.16. Результаты моделирования показывают, что при изменении величины воздушного зазора момент изменяется существенно нелинейно. При уменьшении воздушного зазора наблюдается резкое увеличение момента, так как разница в проводимости магнитному потоку в согласованном положении зубцов и рассогласованном существенно увеличивается за счет возрастания проводимости в согласованном положении зубцов. Средние значения изменения момента при изменении величины воздушного зазора в 3...4 раза выше аналогичных значений для СРМсЗР (табл. 3.7). Если брать относительные значения

изменения момента, то получится от 60% до 100% изменения момента на каждый миллиметр изменения воздушного зазора.

Таблица 3.16

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора СРМсДЗ

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	158	177
2	Значения 2 (перегрузка)	170	209

3.4.4. Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью

В табл. 3.17 приведены наилучшие соотношения элементов магнитной системы ИМсДЗ. Значения до оптимизации принимались соответствующими значению 1 из таблицы для СРМсДЗ, чтобы выполнить оптимизацию за меньшее количество итераций. Эти размеры мало отличаются от аналогичных размеров СРМсДЗ в силу конструктивной схожести этих машин.

Таблица 3.17

Размеры элементов магнитной системы активной части ИМсДЗ после оптимизации

Номер	Параметр	Значения	До оптимизации	Значения
		1		2
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	4,9	3,75	4,9
2	Ширина пазов ротора, b_{z_R}	4,3	3,4	3,9
3	Угол поворота ротора, α_R	4,7; 4,8	4,8	4,7
4	Радиус ротора, D_R	95	78	103
5	Высота полюса ротора, hp_R	4,3	2,5	3,1
6	Высота паза статора, hp_{ST}	15	25	5,6

В табл. 3.18 приведены оптимальные значения момента. Эффект от оптимизации здесь незначительный из-за того, что базовая геометрия принималась, как у СРМсДЗ, а эти машины схожи по конструкции магнитных систем.

Таблица 3.18

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы ИМсДЗ

№	Геометрия активной части	Номинал		4-х кратная перегрузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	88	55	143	89
2	Значения 1 (номинал)	97	60	143	89
3	Значения 2 (перегрузка)	62	38	185	115

В табл. 3.19 приведены результаты чувствительности ИМсДЗ к изменению величины воздушного зазора. Полученные значения близки к показателям для СРМсДЗ.

Таблица 3.19

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	78	77
2	Значения 2 (перегрузка)	83	112

3.4.5. Вентильно-индукторная машина

Данная электрическая машина исследовалась в конфигурации 12/8, так как этот вариант наиболее перспективен с точки зрения увеличения удельных показателей. В [126] показано, что наилучшие удельные показатели могут быть получены

при меньшем значении зубцов ротора относительно количества зубцов статора для любой геометрии магнитной системы и любых токовых нагрузок.

В табл. 3.20 приведены наилучшие соотношения элементов магнитной системы машины. Элементы магнитной системы статора заметно уменьшены относительно базовых значений. Наилучший угол поворота ротора в табл. 3.20 указан для двух исследуемых режимов работы: номинального и перегрузочного.

Таблица 3.20

Размеры элементов магнитной системы активной части ВИМ после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения	До оптими- зации	Значения
		1	2	2
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	23	15	18
2	Ширина пазов ротора, b_{z_R}	31	27	29
3	Угол поворота ротора, α_R	43;42	40;39	41;40
4	Радиус ротора, D_R	81	78	90
5	Высота полюса ротора, h_{p_R}	25	26	25
6	Высота паза статора, $h_{p_{ST}}$	37	25	23

В табл. 3.21 показаны оптимальные значения моментов. Эффект от оптимизации здесь существенный (до 20%) в каждом из режимов работы в отдельности.

Таблица 3.21

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы ВИМ

№	Геометрия активной ча- сти	Номинал		4-х кратная пере- грузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	113	65	565	320
2	Значения 1 (номинал)	194	67	421	189
3	Значения 2 (перегрузка)	142	73	697	360

В табл. 3.22 показана абсолютная чувствительность ВИМ к изменению воздушного зазора. Это показатель является средним для машин в исследуемом классе.

Таблица 3.22

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора ВИМ

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	83	96
2	Значения 2 (перегрузка)	82	118

3.4.6. FSDC машина

Так как в отечественной литературе слабо освещен принцип работы и характеристики такой машины полезно провести предварительную оптимизацию перед обобщенной оптимизацией элементов магнитной системы электрической машины.

Предварительная оптимизация магнитной системы FSDC. Элементами магнитной системы машины являются: зубцы статора и ротора, спинки статора и ротора, воздушный зазор. Параметрами оптимизации являются характеристики элементов магнитной системы: толщина спинки статора h_{aS} , толщина спинки ротора h_{aR} , ширина b_{zS} и высота зубцов статора h_{zS} , ширина b_{zR} и высота зубцов ротора h_{zR} , ширина воздушного зазора δ .

Ограничениями являются: внешний диаметр статора D_H для толщины спинок статора и ротора, высоты пазов статора и ротора, а также воздушного зазора, величина зубцового деления для ширины зубцов статора и ротора.

Критерием оптимизации является крутящий момент M .

Зубцы статора и ротора в магнитном плане идентичны. При большой разнице в ширине зубцов величина магнитного потока, проходящего через зубцы, будет определяться зубцами меньшей ширины, которые будут насыщены. При этом изменение магнитной энергии в функции угла поворота ротора будет происходить со

скоростью, определяемой, в основном, широкими зубцами. Это приведет к снижению среднего момента за период изменения магнитной энергии, т.к. малый зубец при движении под (над) большим зубцом энергию магнитного поля не изменяет. В случае одинаковых зубцов малой ширины максимальное значение магнитной энергии будет малым, а её изменение в функции угла поворота ротора будет происходить в короткий промежуток времени. При этом будет кратковременный выброс момента с последующим его установлением в районе нулевого значения. Получим недопустимые пульсации момента при работе машины. В случае одинаковых больших зубцов минимальный уровень магнитной энергии будет стремиться к максимальному, а момент будет стремиться к нулю.

Обобщая рассуждения по всем трем случаям, можно утверждать, что ширина зубцов должна быть достаточной, чтобы минимизировать пульсации момента с одной стороны и добиться максимальной разницы магнитной энергии в согласном и рассогласованном положении зубцов. При этом ширина зубцов статора и ротора должна быть примерно одинаковой.

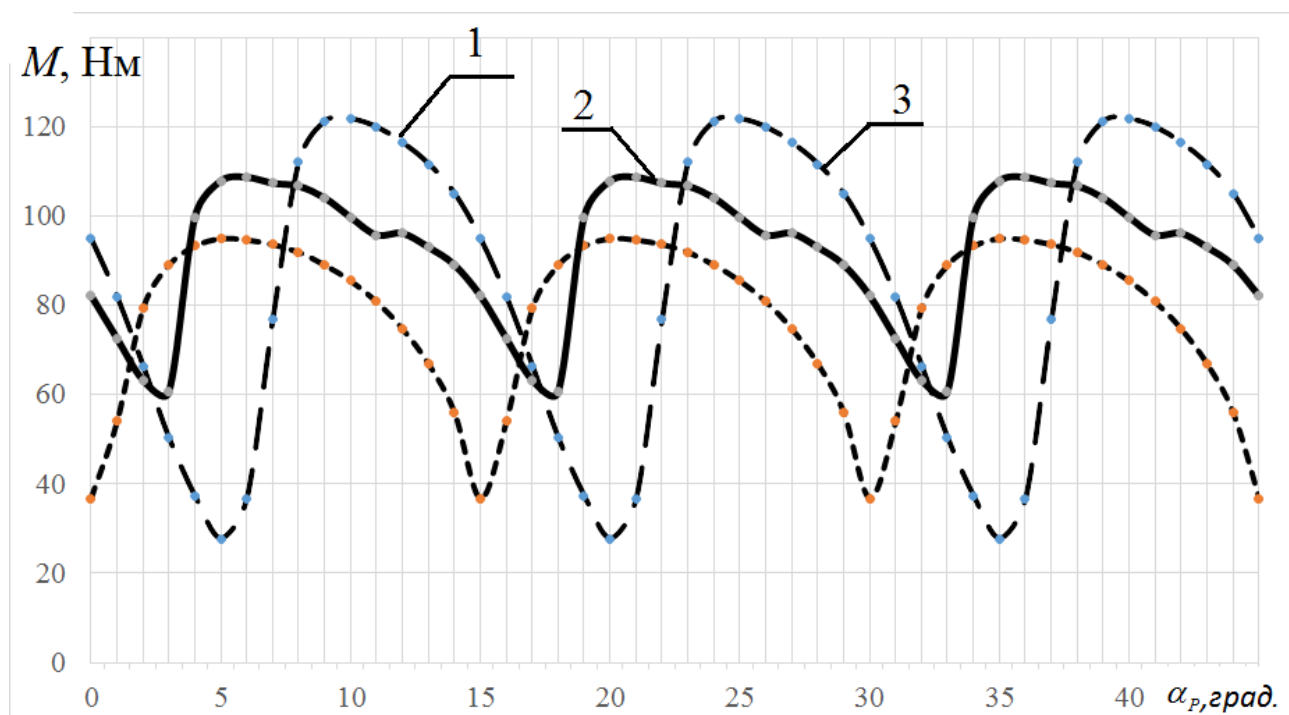


Рис. 3.8. Моментные характеристики для разной ширины зубцов ротора: 1 – 0.33 от полюсного деления; 2 – 0.5 от полюсного деления; 3 – 0.66 от полюсного деления

Для моделирования исследуемой машины зададим базовые параметры магнитной системы ($h_{aS} = 20$ мм, $h_{aR} = 23$ мм, $b_{zS} = 21$ мм, $h_{zS} = 28$ мм, $b_{zR} = 31$ мм, $h_{zR} = 23$ мм, $\delta = 0,5$ мм, $d_B = 64$ мм). Электромагнитные нагрузки выберем такими же как у асинхронной машины прототипа (линейная нагрузка $A = 20600$ А/м, плотность тока в обмотках $J = 5$ А/мм²).

Для проверки предположений по выбору ширины зубцов при моделировании будет изменять ширину зубцов ротора (рис. 3.8). При узких зубцах ротора, ширина которых составила $1/3$ от полюсного деления (рис. 3.8, кривая 1) среднее значение момента составило $M = 90$ Нм, а его пульсации 55%. При средней ширине зубцов ротора, которая составила $1/2$ от полюсного деления (рис. 3.8, кривая 2) среднее значение момента составило $M = 95$ Нм, а его пульсации 25%. При ширине зубцов ротора в $2/3$ полюсного деления (рис. 3.8, кривая 3) среднее значение момента составило $M = 80$ Нм, а его пульсации 35%. Наилучшим оказался средний вариант ширины зубцов.

Ширина зубцов статора не варьировалась, так как при этом изменяется площадь пазов для размещения проводников обмотки, а это приводит к изменению линейной нагрузки и плотности тока. Эти параметры при моделировании поддерживались постоянными для корректного сопоставления машин по удельному моменту.

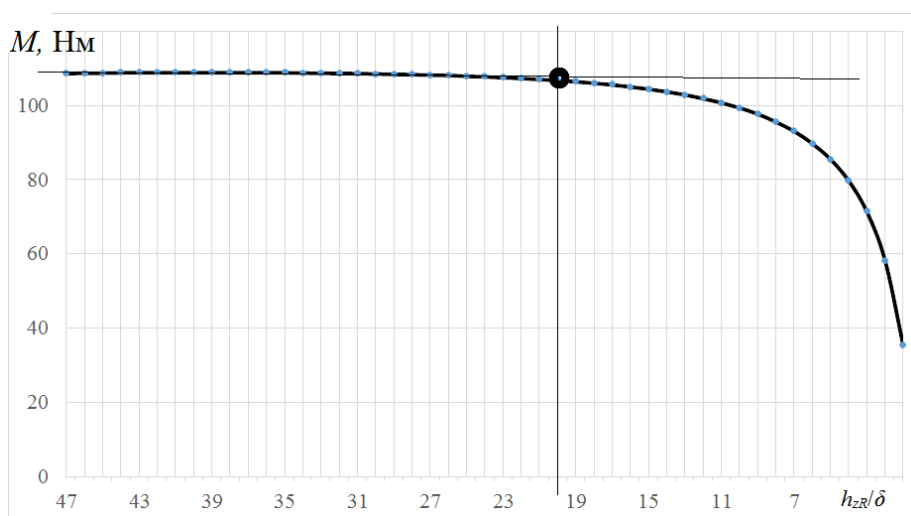


Рис. 3.9. Момент в функции высоты зубцов ротора

Поиск оптимальной высоты зубцов ротора осуществлялся путем вариации этого размера за счет увеличения спинки ротора и фиксации максимального момента на угловой характеристике (рис. 3.9).

По результатам моделирования при уменьшении высоты зубцов не происходит заметного изменения момента. Это можно объяснить достаточной глубиной паза для концентрации магнитного поля в зубцах. В нашем случае величина зубца ротора (рис. 3.9) в 20 величин воздушных зазоров $h_{zR} = 20\delta$ является достаточной. Увеличение спинки ротора не дает увеличения момента по причине насыщения других элементов магнитной системы. Дальнейшее увеличение высоты зубцов прибавку в моменте не даёт. Резкое снижение момента при стремлении высоты зубцов к нулю объясняется проникновением полей выпучивания в межполюсный промежуток и создания тормозящего момента вплоть до установки результирующего усилия в нуль.

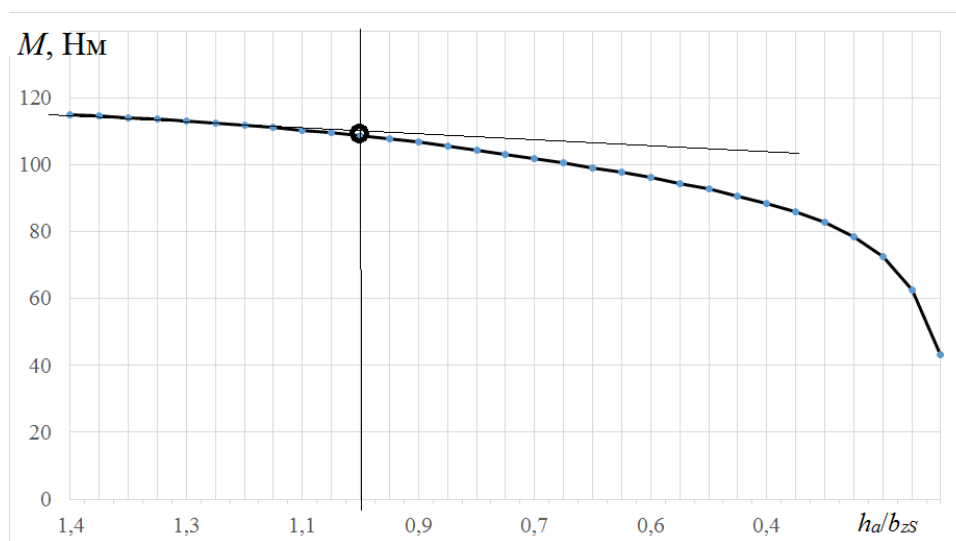


Рис. 3.10. Зависимость момента от ширины спинок статора и ротора в долях от ширины зубцов статора

Значение максимальной величины момента на угловой характеристике в функции величины спинок статора и ротора в долях от ширины зубцов статора показано на рис. 3.10. Идея одновременного уменьшения или увеличения ширины спинок статора и ротора объясняется тем, что по этим спинкам проходит один и тот же магнитный поток и они в одинаковой степени насыщаются. Если увеличивать одну из спинок, вторая будет выходить в насыщение и увеличения момента происходить

не будет. Уменьшение одной из спинок приведет также к её насыщению. Полученная характеристика напоминает кривую намагничивания, где насыщение происходит примерно с ширины спинок в 30% от ширины зубцов статора, при этом момент продолжает расти, но значительно меньшим темпом. Оптимум здесь предлагается искать путем проведения прямой, совпадающей с левой частью характеристики (рис. 3.10). Наличие участка рассогласования указывает на увеличение темпа снижения момента. Оптимальная величина спинок равна ширине зубцов статора $h_{aR} = h_a = b_{zS}$.

На базе полученных оптимальных соотношений элементов магнитной системы электромеханического преобразователя может быть получена методика электромагнитного расчёта.

Фрагменты методики электромагнитного расчета электрической машины. Диаметр ротора и длину пакета определим для требуемого крутящего момента по формуле [24, 44]:

$$M = K \cdot D_r^2 \cdot L_S \quad (3.4)$$

где D_r – диаметр ротора; L_S – длина пакета статора; K – коэффициент пропорциональности, который лежит в диапазоне от 20, до 35 кНм / м³.

Вместо расчетов по формуле (3.4) можно взять габариты асинхронной машины, которая бы обеспечивала требуемый крутящий момент и опираться на её параметры.

Связь всех элементов магнитной системы машины между собой будем осуществлять на основе их оптимальных соотношений и согласования требуемого значения МДС для создания магнитного потока нужной величины и возможностей машины в части места размещения обмотки и ограничений по плотности тока в ней.

Необходимая или желаемая МДС в пазу определяется из выражения:

$$F_p = k_S \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot B_\delta \cdot \delta \quad (3.5)$$

где k_S – коэффициент насыщения (лежит в диапазоне 1,2...1,4); $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная проницаемость воздушного промежутка; B_δ – индукция над зубцами в

согласованном положении (лежит в диапазоне 1,8...2 Тл); δ – величина воздушного зазора.

С другой стороны, МДС паза определяется по его площади, плотности тока и коэффициенту заполнения паза медью:

$$F_p = k_M \cdot S_p \cdot J \quad (3.6)$$

где k_M – коэффициент заполнения паза медью (лежит в диапазоне 0,4...0,8); J – плотность тока в обмотке (примерно 5 А/мм²); S_p – площадь паза.

Из формул (3) и (4) определяем желаемую площадь паза:

$$S_p = \frac{k_S \cdot B_\delta \cdot \delta}{k_M \cdot J \cdot \mu_0} \quad (3.7)$$

Затем нам нужно установить от каких параметров магнитной системы зависит площадь паза и как эти параметры между собой взаимосвязаны.

Наружный диаметр статора машины является зафиксированным и определяется из соотношения:

$$D_H = d_B + 2 \cdot h_{aR} + 2 \cdot h_{zR} + 2 \cdot \delta + 2 \cdot h_{zS} + 2 \cdot h_{aS} \quad (3.8)$$

где d_B – диаметр вала машины; h_{aR} – ширина спинки ротора; h_{zR} – высота зубцов ротора; h_{zS} – высота зубцов статора; h_{aS} – ширина спинки статора.

Согласно результатам оптимизации $h_{aS} = h_{aR} = h_a = b_{zS}$, а $h_{zR} = 20 \cdot \delta$.

Ширина зубца статора определяется из выражения:

$$b_{zS} = 1,1 \cdot \frac{\pi \cdot D}{N_S} \cdot \tau \quad (3.9)$$

где τ – ширина зубца статора по отношению к зубцовому делению; D – внутренний диаметр расточки статора; коэффициент 1,1 берется для того, чтобы получить среднюю ширину зубца по высоте, а не его минимальную ширину около воздушного зазора.

Внутренний диаметр расточки статора определяется суммой элементов магнитной системы ротора:

$$D = d_B + 2 \cdot h_{aR} + 2 \cdot h_{zR} + 2 \cdot \delta = d_B + 2,2 \cdot \frac{\pi \cdot D}{N_S} \cdot \tau + 42 \cdot \delta$$

$$D = \frac{d_B + 42 \cdot \delta}{1 - \frac{2,2 \cdot \tau \cdot \pi}{N_S}} \quad (3.10)$$

Ширина паза статора:

$$b_{pS} = 1,1 \cdot \frac{\pi \cdot D}{N_S} \cdot (1 - \tau) \quad (3.11)$$

Высота паза статора равна высоте зубца статора и определяется из выражения:

$$h_{zS} = h_{pS} = 0,5 \cdot D_H - 0,5 \cdot d_B - 2,2 \cdot \frac{\pi \cdot D \cdot \tau}{N_S} - 21 \cdot \delta \quad (3.12)$$

Площадь паза определяется из выражения:

$$S_P = b_{pS} \cdot h_{pS} \quad (3.13)$$

Задаваясь внешним диаметром статора D_H , диаметром вала d_B , величиной воздушного зазора δ и варьируя ширину зубцов статора в долях от зубцового деления подбираем площадь паза такой, чтобы она была равна желаемой.

Полученная методика расчета позволяет спроектировать синхронную машину с переключением магнитного потока и обмоткой возбуждения на статоре в габарите асинхронной машины *MO160M4* с соотношением размеров элементов магнитопровода, близким к оптимальному. Параметры спроектированной машины ($h_{aS} = 23$ мм, $h_{aR} = 23$ мм, $b_{zS} = 21$ мм, $h_{zS} = 25$ мм, $b_{zR} = 31$ мм, $h_{zR} = 10$ мм, $\delta = 0,5$ мм, $d_B = 91$ мм). Электромагнитные нагрузки (линейная нагрузка $A = 24000$ А/м, плотность тока в обмотках $J = 4$ А/мм²)

Обобщенная оптимизация магнитной системы FSDC. В табл. 3.23 приведены обобщенные результаты оптимизации элементов магнитной системы FSDC. Здесь прослеживается также общая черта для машин в классе – уменьшение размеров элементов магнитных систем.

Таблица 3.23

Размеры элементов магнитной системы активной части FSDC после оптимизации

Но- мер	Параметр	Значения		
		До оптими- зации	Значения 2	
1	Ширина пазов статора, $b_{z_{ST}}$	23	15	19
2	Ширина пазов ротора, b_{z_R}	26	27	29
3	Угол поворота ротора, α_R	26;25	23	25;24
4	Радиус ротора, D_R	80	78	85
5	Высота полюса ротора, h_{p_R}	24	26	28
6	Высота паза статора, $h_{p_{ST}}$	29	25	22

В табл. 3.24 приведены значения моментов до и после оптимизации. Эффект от оптимизации здесь существенный. Это объясняется существенным отличием геометрических размеров магнитной системы этой машины от геометрии асинхронной машины-прототипа.

Таблица 3.24

Значения параметра оптимизации – электромагнитного момента для разной геометрии активной части и режимов работы FSDC

№	Геометрия активной ча- сти	Номинал		4-х кратная пере- грузка	
		M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм	M_{MAX} , Нм	M_{CP} , Нм
1	До оптимизации	125	72	510	281
2	Значения 1 (номинал)	194	57	422	127
3	Значения 2 (перегрузка)	157	70	583	256

В табл. 3.25 показана чувствительность момента к изменению зазора. Эти показатели являются средними для машин в классе.

Значения приращений электромагнитного момента при изменении величины воздушного зазора FSDC

№	Геометрия активной части	Номинал	4-х кратная перегрузка
		Δ , Нм/мм	Δ , Нм/мм
1	Значения 1 (номинал)	74,5	83,5
2	Значения 2 (перегрузка)	72	124

3.5. . Обсуждение результатов оптимизации магнитных систем

На рис. 3.11 показаны результаты оптимизации элементов магнитных систем статоров СРМ и ИМ по предложенному алгоритму [31]. Общей закономерностью является уменьшение размеров элементов в номинальном режиме относительно базовой геометрии асинхронной машины, что приводило к увеличению отношения реактансов по продольной и поперечной осям. В большей степени размеры элементов уменьшаются у СРМсДЗ, ИМсДЗ, ВИМ и FSDC, т.е. у машин с существенно отличающимся принципом работы, конфигурацией обмоток и алгоритмом управления от асинхронных машин. Поэтому их выгодно проектировать с существенно большей долей обмоточной меди относительно электротехнической стали.

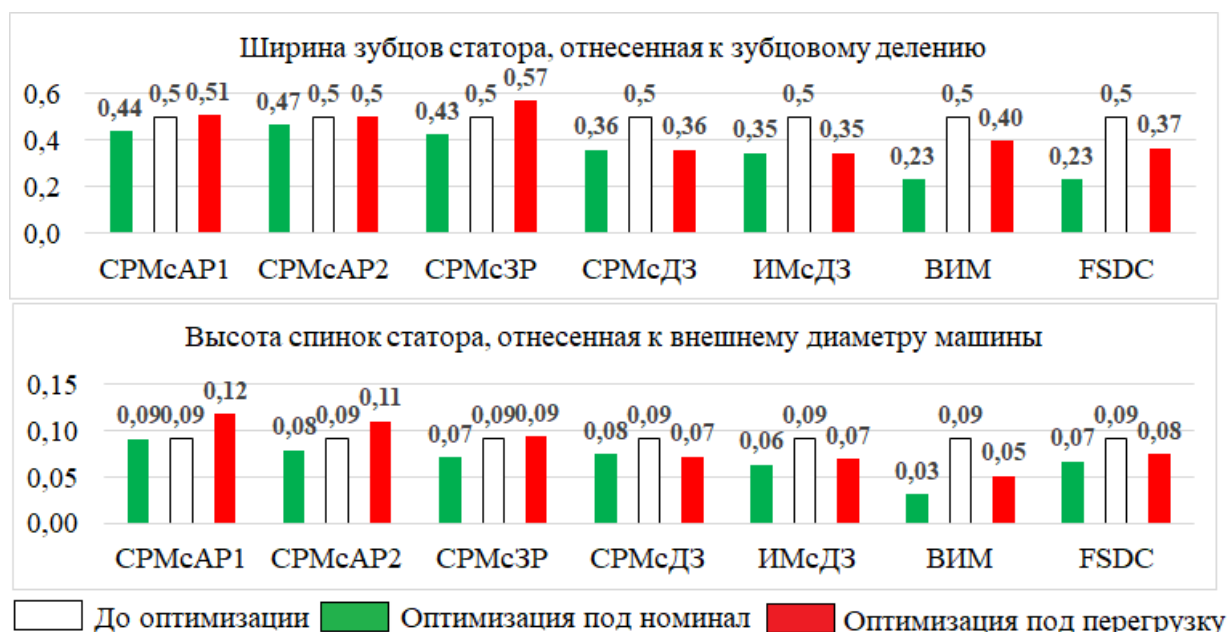


Рис. 3.11. Размеры элементов магнитных систем статоров СРМ и ИМ

На рис. 3.12 показаны оптимальные размеры элементов магнитных систем роторов СРМ и ИМ [31]. Общей закономерностью является увеличенное значение диаметра ротора за счет сокращения размеров элементов статора (рис. 3.11). Высота спинок ротора является завышенной в силу того, что при оптимизации диаметр вала ротора был зафиксирован и один из размеров, определяющий размер спинки ротора, не менялся. Ширина зубцов ротора снижалась при оптимизации, увеличивая отношение реактансов по продольной и поперечной осям машины.

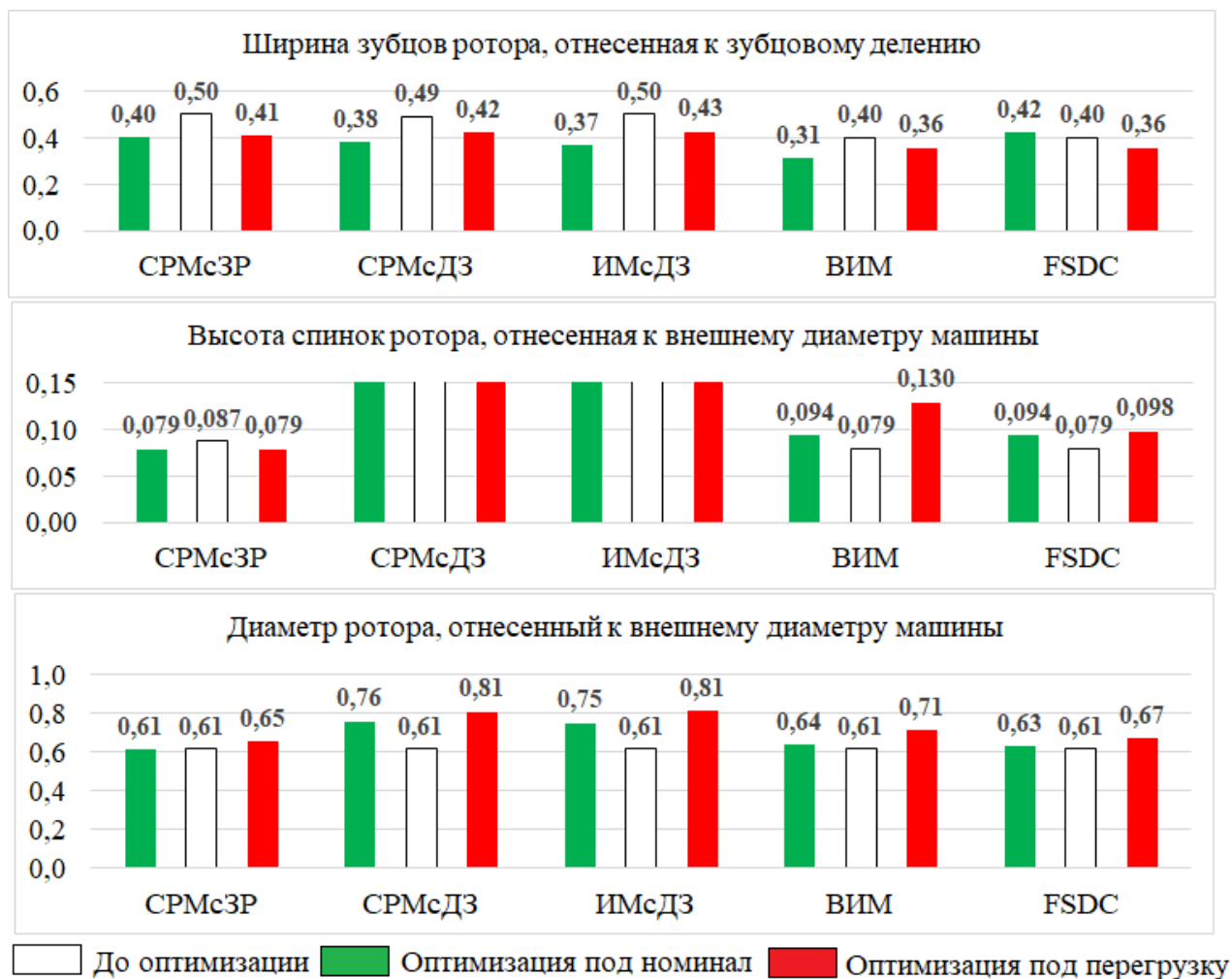


Рис. 3.12. Размеры элементов магнитных систем роторов СРМ и ИМ

С увеличением мощности машины оптимальное соотношение меди и стали смещается в сторону последней из-за возрастания электромагнитных нагрузок, что эквивалентно режиму перегрузки для машин меньшей мощности.

На рис. 3.13 приведен эффект от оптимизации [31]. Общей закономерностью здесь является увеличение удельного показателя при оптимизации под один режим

работы и уменьшение критерия оптимизации при оптимизации под другой режим работы. Введен критерий интегрального эффекта от оптимизации (желтые столбцы на рис. 3.13) при равных весовых коэффициентах частных критериев. Положительный эффект в наибольшей степени наблюдается в номинальном режиме работы для ВИМ и FSDC. Самый большой эффект наблюдается у СРМсДЗ. Это объясняется сильным расхождением оптимальной геометрии этой машин от оптимальной геометрии асинхронной машины, которая была взята за базу при проведении оптимизационных процедур.

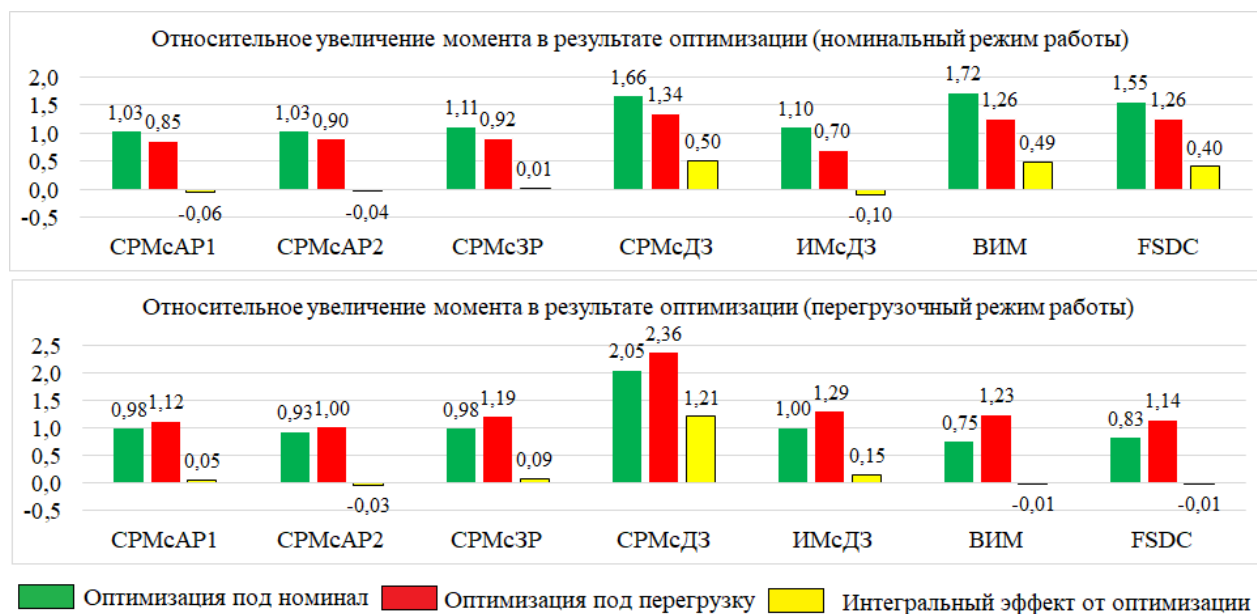


Рис. 3.13. Эффект от оптимизации магнитных систем СРМ и ИМ

На рис. 3.14 показано семейство зависимостей между величинами воздушного зазора и электромагнитного момента [31]. Результаты такого исследования могут быть полезны на этапе объектно-ориентированного проектировании СРМ и ИМ в большом диапазоне мощностей при выборе их класса и типа. Известно, что в машинах малой мощности доля магнитного сопротивления, приходящаяся на зазор, значительно больше, чем у машин большой мощности [43, 88]. За счет изменения доли магнитного сопротивления воздушного зазора в магнитных системах исследуемых машин в зависимости от мощности в разной степени меняется отношение реактансов. Это приводит к разной чувствительности момента к изменению зазора. Например, наибольшая чувствительность у СРМсДЗ и ИМсДЗ, так как отношение

реактансов в таких машинах увеличивается не за счет увеличения глубины паза (это не дает существенного эффекта при большом количестве пазов), а за счет увеличения индукции в согласованном положении зубцов ротора с зубцами статора, что достигается уменьшением воздушного зазора.

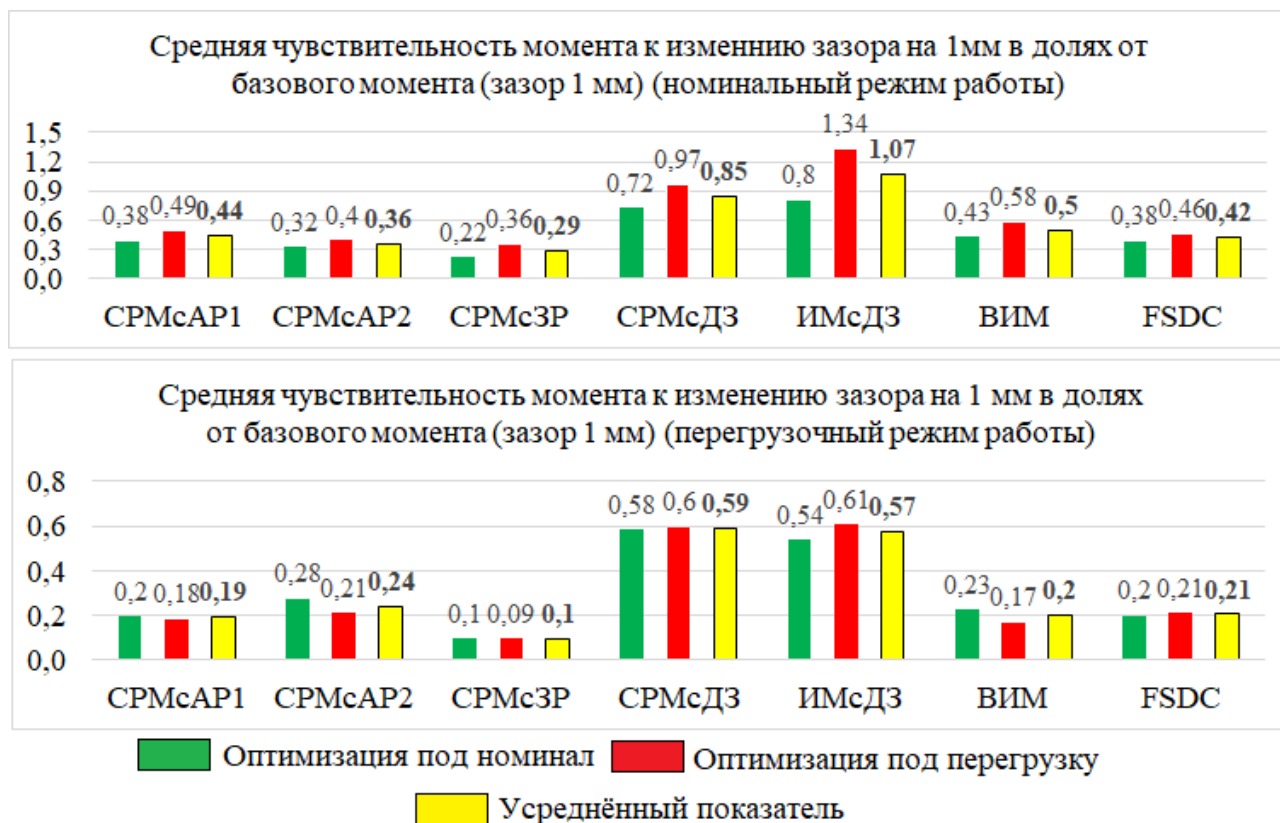


Рис. 3.14. Чувствительность момента СРМ и ИМ к изменению зазора

На рис. 3.15 показаны величины номинальных и перегрузочных моментов, а также кратность перегрузки по результатам оптимизации элементов магнитных систем СРМ и ИМ. Наибольшее значение момента в номинальном режиме

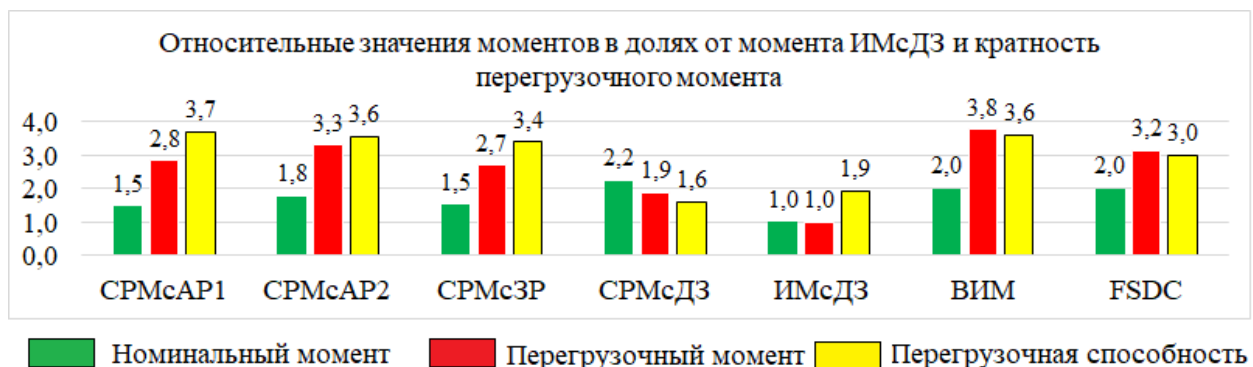


Рис. 3.15. Номинальные и перегрузочные моменты СРМ и ИМ

наблюдается у СРМсДЗ, наименьшее – у ИМсДЗ. Такие зависимости подтверждаются упрощенной математической моделью (глава 2). В зоне перегрузок наилучшей оказалась ВИМ за счет самого большого отношения реактансов по продольной и поперечной осям в исследуемом классе.

Такие показатели предполагают большое количество фаз статорной обмотки, когда машина работает на вершинах серии угловых характеристик с минимальным уровнем пульсаций момента [8].

Выводы по главе 3

1. Установлено, что в классе синхронных реактивных и индукторных машин процент обмоточной меди относительно электротехнической стали оказывается существенно большим по сравнению с классическими асинхронными машинами. Это соотношение проявляется менее выразительно для электрических машин, приводящих в движение технологические объекты, работающие с существенно неравномерным (“рваным”) характером нагрузки. При таком соотношении активных материалов наблюдается наибольшее отношение реактансов по продольной и поперечной осям машин в исследуемом классе. С увеличением мощности машины оптимальная доля активной электротехнической стали относительно обмоточной меди возрастает из-за больших электромагнитных нагрузок, допустимых по условиям охлаждения. Это соответствует режиму перегрузки от току и моменту для машин меньшей мощности.

2. Комплексная оптимизация электромеханических систем для класса синхронных реактивных и индукторных электрических машин показала, что наилучшее использование активных материалов по электромагнитному моменту реализуется в электрических машинах, геометрия которых существенно отличается от классических асинхронных электрических машин. Показано, что в этом случае массогабаритные показатели (электромагнитный момент в заданных габаритах машины) улучшается по сравнению с асинхронными двигателями почти в 2 раза по величине номинального момента и в 1,5 раза по отношению кратности перегрузочного момента к кратности перегрузочного тока. Полученные результаты были объяснены полной управляемостью токами статорных обмоток, которые участвуют в создании электромагнитного момента, и отсутствием обмоток на роторе, а также конструктивными особенностями некоторых типов машин исследуемого класса, которые приводят к эффекту редукации скорости вращения ротора.

3. Получена группа зависимостей между величинами воздушного зазора и электромагнитного момента. Анализ этих зависимостей показал, что наибольшее влияние воздушного зазора характерно для машин с двухсторонней зубчатостью и распределенными обмотками на статоре. Наименьшее влияние характерно для

синхронных реактивных машин с зубчатым ротором. Предложено физическое обоснование полученных зависимостей, и связано это с разной степенью изменения отношения реактансов по осям исследуемых машин при изменении доли магнитного сопротивления воздушного зазора в зависимости от мощности. Рассмотренные зависимости могут быть успешно использованы на этапе объектно-ориентированного проектирования электрических машин при выборе их класса и типа. Для механизмов металлургического производства и нефтегазового комплекса актуальными оказываются решения с относительно большим воздушным зазором.

4. Выполненная комплексная оптимизация электромеханических преобразователей класса синхронных реактивных и индукторных машин по ряду технико-экономических показателей с учетом объектно-ориентированного подхода позволила оценить эффект от оптимизации для разных типов машин в широком диапазоне мощностей. Показано, что наибольшим номинальным моментом по результатам оптимизации обладает синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью, и этот эффект достигает наибольшего значения, равного почти 2-м номинальным значениям момента асинхронного двигателя того же габарита в диапазоне средних и больших мощностей. Связано это с сильной чувствительностью момента к величине воздушного зазора для этого типа машины, а, как известно, доля магнитного сопротивления воздушного зазора в магнитной системе уменьшается с увеличением мощности. Наилучший показатель по отношению кратности перегрузочного момента к кратности перегрузочного тока реализуется в вентильно-индукторной машине, и достигает он наилучших значений (почти 1:1) в том же диапазоне мощностей.

ГЛАВА 4. ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА СТАТОРНЫЕ ЦЕПИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Задачей главы является поиск наилучших управляющих воздействий на СРМ и ИМ. Это достигалось процедурами параметрической оптимизации значений коэффициентов-множителей пазовых токов фазных обмоток СРМ и ИМ.

4.1. Учет высших гармонических тока и МДС вблизи воздушного зазора

Метод учёта высших гармонических тока и МДС вблизи воздушного зазора. Воспользуемся моделью обобщенного электромеханического преобразователя (п. 2.1). Функция распределения тока вдоль воздушного зазора содержит ряд высших гармонических. Их амплитуда определяется количеством зубцов статора и ротора, функциями проводимости статора и ротора (см. п. 3.1), типом обмотки и её количеством фаз, функциями задания фазных токов во времени. Разложение функции $I(x, t)$ распределения плотности пазовых токов вблизи воздушного зазора на интервале $[0; 2\pi]$ в ряд Фурье будем осуществлять по известным формулам [9, 70]:

$$\begin{aligned}
 I(x, t) &= \frac{a_0(t)}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k(t) \cdot \cos(k \cdot x) + b_k(t) \cdot \sin(k \cdot x)) \\
 S(x, t) &= \frac{a_0(t)}{2} + \sum_{k=1}^n (a_k(t) \cdot \cos(k \cdot x) + b_k(t) \cdot \sin(k \cdot x)) \\
 \Delta &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} (I(x, t) - S(x, t))^2 dx \\
 a_0(t) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I(x, t) dx \\
 a_k(t) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I(x, t) \cdot \cos(k \cdot x) dx \\
 b_k(t) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I(x, t) \cdot \sin(k \cdot x) dx \\
 A_k(t) &= \sqrt{a_k(t)^2 + b_k(t)^2} \\
 \varphi_k(t) &= \arctg\left(\frac{b_k(t)}{a_k(t)}\right)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Данную функцию удобнее представить, как набор постоянных значений токов относительно координаты вдоль воздушного зазора x , расположенных на определённых интервалах. Например, постоянное значение тока под пазом и нулевое его значение под зубцом. Кроме того, пазовые токи изменяются во времени в соответствии с функцией задания фазных токов, которая в свою очередь также может содержать высшие гармонические. В этом случае коэффициенты Фурье могут быть рассчитаны следующим образом:

$$\begin{aligned}
 a_0(t) &= \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} I_j(t) \cdot \frac{\pi}{m} \\
 a_k(t) &= \frac{1}{\pi} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} \frac{I_j(t)}{k} \cdot \left(\sin\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{j+1}{m}\right) - \sin\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{j}{m}\right) \right), \\
 b_k(t) &= \frac{1}{\pi} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} \frac{I_j(t)}{k} \cdot \left(\cos\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{j}{m}\right) - \cos\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{j+1}{m}\right) \right)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

где I_j – величина пазового тока; m – количество интервалов разбиения общего интервала $[0; 2\pi]$.

После преобразования разности тригонометрических функций в произведение получим:

$$\begin{aligned}
 a_0(t) &= \frac{2}{m} \cdot \sum_{j=0}^{m-1} I_j(t) \\
 a_k(t) &= \frac{2}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{j=0}^{m-1} I_j(t) \cdot \cos\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left[\frac{2j+1}{2 \cdot m}\right]\right) \\
 b_k(t) &= \frac{2}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{m}\right) \cdot \sum_{j=0}^{m-1} I_j(t) \cdot \sin\left(k \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left[\frac{2j+1}{2 \cdot m}\right]\right)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Метод разложения в ряд Фурье позволяет получить распределение тока обмоток во времени и пространстве в виде суммы гармонических функций [70]. Каждая гармоника вносит свой вклад в среднее значение электромагнитного момента и величину его пульсаций.

Оценка влияния высших гармонических тока на момент. Оценку такого влияния возможно осуществить с помощью алгоритма, представленного на рис. 4.1. На этапе под номером 1 необходимо в общем случае задать параметры двух сигналов тока вблизи воздушного зазора. К таким параметрам относятся

число пар полюсов первых гармоник p_1 и p_2 , их угловые частоты вращения ω_1 и ω_2 , номера гармоник в виде векторов \mathbf{n}_1 и \mathbf{n}_2 , амплитуды гармоник A_{n1} и A_{n2} . Если электромеханический преобразователь с одной обмоткой, то сигнал только один.

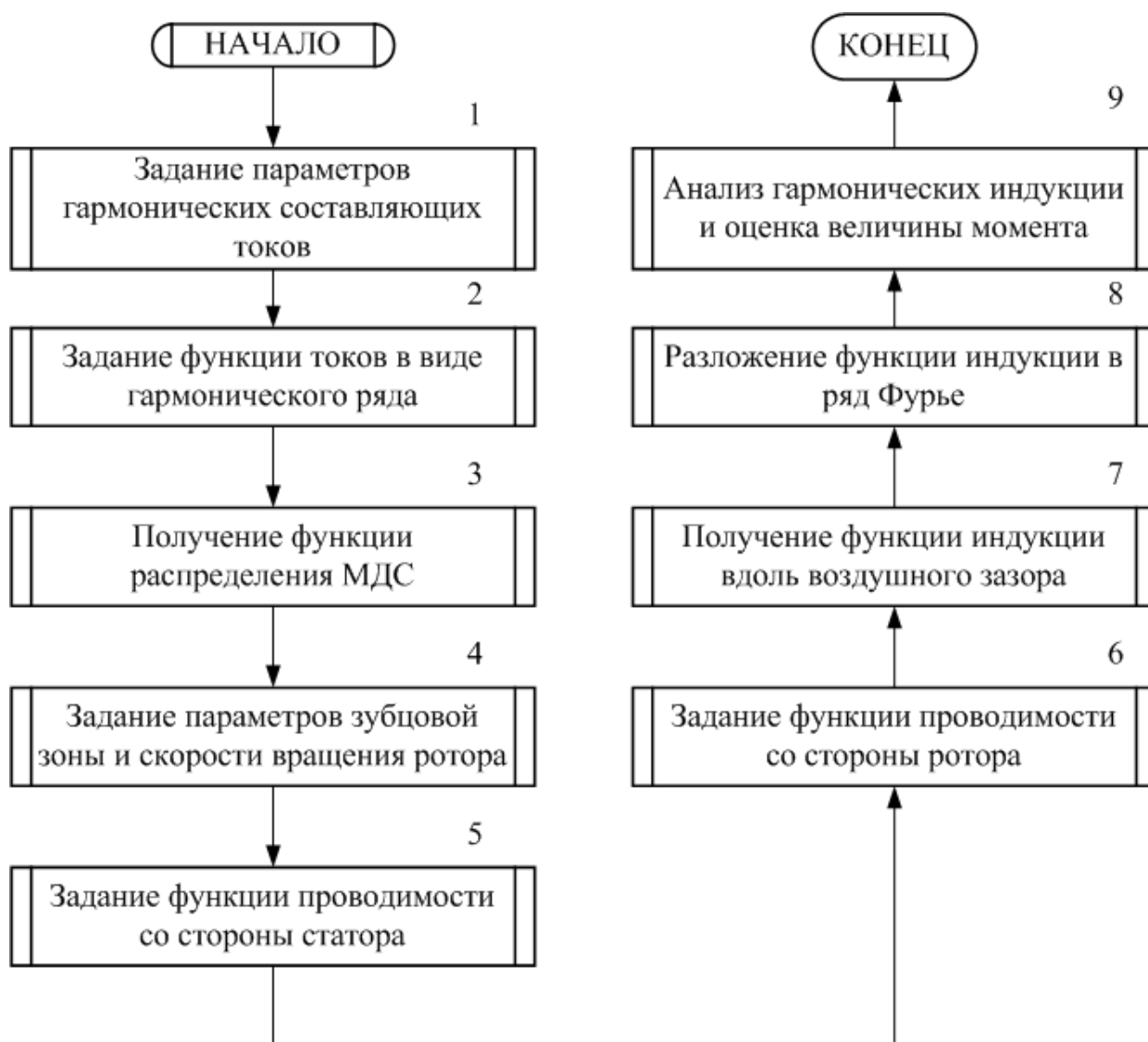


Рис. 4.1. Алгоритм оценки влияния высших гармонических тока на момент

На этапе под номером 2 задается функция тока вблизи воздушного зазора в виде суммы отдельных гармонических каждого сигнала:

$$\begin{aligned}
 I(x,t) = & \sum_m A_{n_{1m}}(t) \cdot \sin(n_{1m} \cdot p_1 \cdot x + n_{1m} \cdot \omega_1 \cdot t) + \\
 & + \sum_p A_{n_{2p}}(t) \cdot \sin(n_{2p} \cdot p_2 \cdot x + n_{2p} \cdot \omega_2 \cdot t + \varphi_{2p})
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

Ограничение на амплитуды гармонических составляющих тока диктуется допустимой величиной потерь в меди:

$$\sqrt{\sum_m A_{n1m}^2} + \sqrt{\sum_p A_{n2p}^2} = const \quad (4.5)$$

На этапе под номером 3 распределение МДС получается интегрированием гармонических тока вдоль воздушного зазора.

На этапе под номером 4 задаются параметры зубцовой зоны и скорости вращения ротора:

$$K_P = \frac{p_{Zrot}}{p_1}, K_{Pst} = \frac{p_{Zst}}{p_1}, K_\omega = \frac{\omega_{Zrot}}{\omega_1} \quad (4.6)$$

где p_{Zrot} – число зубцов ротора; p_{Zst} – число зубцов статора; ω_{Zrot} – «электрическая» угловая частота вращения ротора.

На этапе под номером 5 распределение проводимостей со стороны статора задается в виде суммы отдельных гармонических составляющих:

$$f_S(x, K_{Pst}) = \sum_i Ast_i \cdot (1 + \sin(S_i \cdot K_{Pst} \cdot p_1 \cdot x)) \quad (4.7)$$

где Ast – вектор амплитуд гармонических составляющих проводимости статора вдоль воздушного зазора; S – вектор номеров гармоник проводимостей статора.

На этапе под номером 6 распределение проводимостей со стороны ротора задается в виде суммы отдельных гармонических составляющих:

$$f_R(x, t, \alpha_0, K_P, K_\omega) = \sum_j Arot_j \cdot (1 + \sin(U_j \cdot K_P \cdot p_1 \cdot [x + \alpha_0] + j \cdot K_\omega \cdot \omega_1 \cdot t)) \quad (4.8)$$

где $Arot$ – вектор амплитуд гармонических составляющих проводимости ротора вдоль воздушного зазора; U – вектор номеров гармоник проводимостей ротора.

На этапе под номером 7 получаем распределение индукции вдоль воздушного зазора по упрощенной или точной формуле (см. главу 2):

$$B_\delta(x, t, K_{Pst}, K_P, K_\omega, \alpha_0) = f(x, t) \cdot Z(x, t, K_{Pst}, K_P, K_\omega, \alpha_0) \quad (4.9)$$

На этапе под номером 8 интегрируем модуль функции (4.9) по всей длине воздушного зазора с последующим разложением его в ряд Фурье:

$$\begin{aligned}
B_{\delta} f(x, t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) &= \frac{a_0(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0)}{2} + \\
&+ \sum_{k=1}^n (a_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) \cdot \cos(k \cdot x) + b_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) \cdot \sin(k \cdot x)) \\
a_0(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} B_{\delta}(x, t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) dx \\
a_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} B_{\delta}(x, t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) \cdot \cos(k \cdot x) dx \\
b_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} B_{\delta}(x, t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0) \cdot \sin(k \cdot x) dx \\
A_k(t) &= \sqrt{a_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0)^2 + b_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0)^2} \\
\varphi_k(t) &= \arctg\left(\frac{b_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0)}{a_k(t, K_{Pst}, K_P, K_{\omega}, \alpha_0)}\right)
\end{aligned} \tag{4.10}$$

На этапе под номером 9 осуществляется анализ амплитуд гармонических индукции той же полюсности, что гармоники тока, во времени. Выполняется оценка величины момента. Например, для СРМсЗР появление в токовом сигнале третьей гармоники помимо первой приводит к появлению дополнительной составляющей полезного момента, которая образуется за счет взаимодействия третьей гармоники тока с третьей гармоникой проводимости ротора.

С увеличением количества высших гармонических тока, МДС и проводимости вблизи воздушного зазора возрастает трудоемкость оценки вклада каждой гармоники в результирующий электромагнитный момент и увеличивается машинное время расчета. Кроме того, анализ допустимо проводить только до номинальных значений скорости и момента в силу ограничений самой обобщенной математической модели (п. 2.1). Поэтому предложено рассмотреть вариант оптимизации управляющих воздействий на моделях с распределенными параметрами.

4.2. Постановка задачи и алгоритм оптимизации

Учёт количества фаз статорной обмотки при выборе геометрии магнитных систем СРМ и ИМ. Так как рассматриваются трехфазные машины, то при переключении тока в одной из обмоток ротор повернется на 1/3 полюсного

деления. Таким образом, диаграмма момента может быть представлена как огибающая серии угловых характеристик, смещенных друг относительно друга. При выборе геометрии на этом этапе определяющим являлось среднее значение электромагнитного момента за период коммутации и его пульсации. Угловые характеристики для каждого типа электрической машины получены в главе 3 после оптимизации. В табл. 4.1 показан выбор геометрии для каждой модификации машины из трех: базовая геометрия до оптимизации (№1), геометрия с оптимизацией под номинальное значение момента (№2) и геометрия с оптимизацией под перегрузку (№3).

Таблица 4.1

К выбору геометрии магнитных систем для оптимизации управляющих воздействий

№	Модификация машины	Режим работы (по величине фазного тока)	Геометрия магнитной системы		
			№1	№2	№3
1.	СРМсАР1	Номинальный		X	
		Перегрузочный			X
2.	СРМсАР2	Номинальный		X	
		Перегрузочный			X
3.	СРМсЗР	Номинальный		X	
		Перегрузочный			X
4.	СРМсДЗ	Номинальный		X	
		Перегрузочный			X
5.	ИМсДЗ	Номинальный		X	
		Перегрузочный			X
6.	ВИМ	Номинальный			X
		Перегрузочный			X
7.	FSDC	Номинальный	X		
		Перегрузочный	X		

Особенностями при выборе геометрии обладают только две модификации СРМ (ВИМ) и ИМ (FSDC). Выделены серым цветом в табл. 4.1. Для ВИМ большее среднее значение момента и меньшие его пульсации объясняются широкими зубцами статора и ротора, которые обеспечивают меньший темп изменения проводимости, что снижает максимальное значение момента, но увеличивает участок постоянства момента на угловой характеристике (рис. 4.2, №3). Геометрия №1 не дает преимуществ в равномерности момента, геометрия №2 получена при выполнении оптимизационных процедур главы 3. Для FSDC ситуация аналогичная, только предпочтительнее оказалась геометрия №1 с самыми широкими зубцами статора и с сопоставимыми по ширине зубцами ротора (рис. 3.11, рис. 3.12). После выбора геометрии возможен переход к оптимизации управляющих токовых воздействий на статорные цепи СРМ и ИМ.

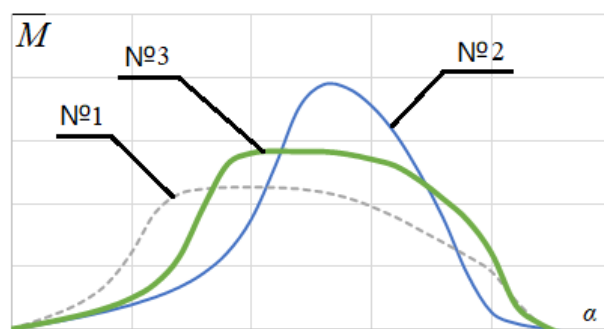


Рис. 4.2 . К выбору геометрии ВИМ

Для FSDC ситуация аналогичная, только предпочтительнее оказалась геометрия №1 с самыми широкими зубцами статора и с сопоставимыми по ширине зубцами ротора (рис. 3.11, рис. 3.12). После выбора геометрии возможен переход к оптимизации управляющих токовых воздействий на статорные цепи СРМ и ИМ.

Постановка задачи оптимизации. Задача оптимизации решалась для двух режимов работы: номинального и при работе с 4-х кратной перегрузкой. Параметрами оптимизации выступали фазные токи обмоток статора. На первом этапе критерием оптимизации выступало отношение электромагнитного момента к потерям в меди обмоток для каждого углового положения ротора с выбранной величиной шага в пределах величины угла поворота ротора на величину фазной зоны:

$$q_{ai}(P_{Mi}) = \frac{M_{ai}}{P_{Mi}} \quad (4.11)$$

$$P_{Mi} = \sum_{j=1}^n I_{jai}^2 = const$$

где ai – i -е угловое положение ротора электрической машины; I_{jai} – величина тока в j -ой фазе фазной обмотки и ai положении ротора; n – количество фаз обмотки; P_{Mi} – величина, пропорциональная потерям в меди, при i -ом угловом положении ротора.

Величина фазной зоны определяется по формуле:

$$\alpha_{fz} = \frac{2 \cdot \pi}{m_f \cdot p_{z2}} \quad (4.12)$$

где m_f – количество фаз; p_{z2} – число зубцов ротора.

Первый этап оптимизации актуален только для количества фаз обмотки больше единицы. В противном случае показатель q_{ai} пропорционален моменту в определенном угловом положении ротора. Ток в этом случае является постоянной заданной величиной, определяемой величиной потерь меди обмоток. При количестве фаз больше одной возникает задача поиска наилучшего соотношения токов фазных обмоток при заданном угловом положении ротора и одинаковых потерях в меди обмоток в каждом его угловом положении. Здесь нельзя применить методы многомерной оптимизации подобно тому, как это было сделано в главе 3 по следующей причине. При одинаковом соотношении фазных токов параметр оптимизации будет выше при меньших их значениях. Это следует из того, что кривая намагничивания стали является нелинейной. Поэтому при задании диапазонов фазных токов наименьшая величина потерь в меди будет при равных и минимальных (на нижней границе диапазона) фазных токах. Такое распределение не обязательно будет оптимальным, а оптимальное распределение будет получаться, например, при большей величине потерь в меди в силу разных величин токов. Чтобы получить оптимальное распределение нужно сдвигать нижнюю границу диапазона изменения тока, что в процессе оптимизации не предусмотрено.

Оптимизацию следует начинать с точки, соответствующей максимуму на угловой характеристике. Затем двигаться равными шагами сначала в одну, а затем в другую сторону по угловой характеристике до границ фазной зоны. В этом случае процесс оптимизации будет идти быстрее за счет того, что оптимальные токи будут меньше меняться от шага к шагу. Задача при заданном угловом положении ротора может быть решена согласно следующему алгоритму (рис. 4.3). Соотношения фазных токов всех типов электрических машин задаются по алгоритму главы 3. Абсолютные их значения рассчитывается исходя из заданной суммы потерь всех фазных обмоток P_{Mi} в текущем угловом положении ротора (блок 1). Фазные токи

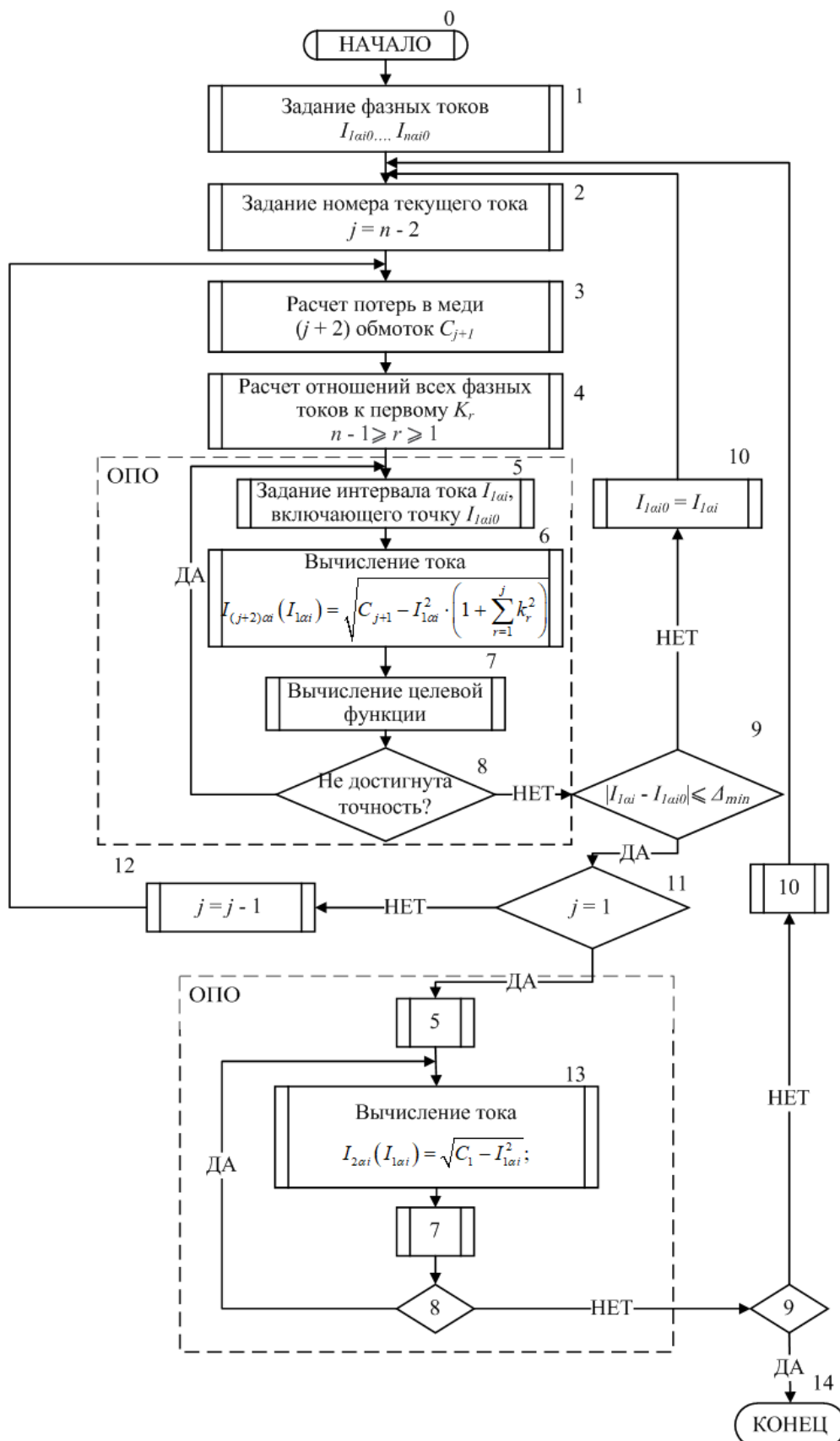


Рис. 4.3. Алгоритм синтеза законов управления токами на КЭ модели

обмоток нумеруются по порядку от единицы до n . Параметром оптимизации выступает ток I_{1ai} . Такая оптимизация является одномерной поисковой оптимизацией

(ОПО) и решается любым методом, разработанным для данного типа оптимизации (блоки 5-8). Параметры для ОПО рассчитываются в блоках 2-4. При количестве фаз больше или равном трём ($n-2 \geq j \geq 1$) соотношение всех токов, кроме последнего, поддерживается постоянным. Последний ток варьируется в функции первого тока I_{1ai} по выражению (блок 6):

$$I_{(j+2)ai}(I_{1ai}) = \sqrt{C_{j+1} - I_{1ai}^2 \cdot \left(1 + \sum_{r=1}^j k_r^2\right)} \quad (4.13)$$

$$C_j = C_{j+1} - I_{(j+2)ai}^2$$

где C_{j+1} – величина, пропорциональная потерям в меди, которые выделяются в $j+2$ фазных обмотках, при текущем положении ротора; C_j – величина, пропорциональная потерям в меди, которые выделяются в $j+1$ фазных обмотках; k_r – отношение $r+1$ тока к первому.

В случае изменения I_{1ai} по результатам второго и последующих шагов оптимизации – возвращаемся к первому шагу (блоки 9 и 10). Если изменение тока I_{1ai} не превысило допустимый предел, то переходим к следующему по номеру току (блоки 11 и 12). Начиная со второго шага процесс оптимизации носит итерационный характер. На каждом подэтапе осуществляется решение задачи одномерной безусловной однокритериальной поисковой оптимизации (ОПО).

На заключительном шаге оптимизации два тока связываются соотношением (блок 13):

$$I_{2ai}(I_{1ai}) = \sqrt{C_1 - I_{1ai}^2} \quad (4.14)$$

где C_1 – величина, пропорциональная потерям в меди, которые выделяются в двух фазных обмотках при текущем положении ротора.

Для оптимизации по первому этапу следует взять расчетную область, равную углу поворота ротора на величину фазной зоны. Количество точек расчёта в пределах фазной зоны выбирается с учетом компромисса между точностью и количеством вычислительных процедур. Остальные точки кривой управляющего воздействия восстанавливаются по значениям управляющих воздействий других фаз в силу симметричности электрической машины. Например, фазная зона

четырёхполюсной трехфазной машины равна 30^0 по выражению (4.12). В этом случае точки можно снимать через 5...6 градусов, получится 6...7 точек. Половина периода управляющего воздействия пройдет при повороте ротора на 90^0 . Остальные две части восстанавливаются по значениям управляющих воздействий других фаз.

На втором этапе оптимизируется величина функционала:

$$Q_2 = \frac{\frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m M_{\alpha i}}{P_M} = \frac{\sum_{i=1}^m (q_{\alpha i} \cdot P_{Mi})}{\sum_{i=1}^m P_{Mi}}; \quad (4.15)$$

$$P_{Mi} = \sum_{j=1}^n I_{j\alpha i}^2 = \text{var};$$

$$P_M = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m P_{Mi} = \text{const}$$

где m – количество угловых положений ротора в пределах фазной зоны, для которых рассчитывался критерий оптимизации.

Второй этап оптимизации позволяет перераспределить потери в меди при повороте ротора на величину фазной зоны. Здесь возможны два варианта оптимизации функционала (4.15): оптимизация по минимуму пульсаций электромагнитного момента и оптимизация по максимальной его величине. Эти условия являются противоречивыми, компромиссное решение принимается по допустимой величине пульсаций момента и важности увеличения среднего значения.

В случае оптимизации по минимуму пульсаций момента (пульсации отсутствуют) все слагаемые $M_{\alpha i}$ должны быть одинаковыми и равными среднему моменту для такого случая M_{CP1} . Тогда можно записать:

$$P_M = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m \frac{M_{CP1}}{q_{\alpha i}};$$

$$M_{CP1} = \frac{P_M \cdot m}{\sum_{i=1}^m \frac{1}{q_{\alpha i}}} \quad (4.16)$$

Следует заметить, что из-за нелинейности кривой намагничивания показатель q_{ai} не будет линейно увеличиваться при увеличении потерь в меди, а будет несколько меньшим по величине. В этом случае процесс оптимизации будет итерационным, когда полученное значение сопоставляется со значением, рассчитанным по линейной зависимости, увеличиваются потери в меди и заново производится расчет показателя q_{ai} , до тех пор, пока значение момента в данном положении ротора не будет равно выбранному усреднённому значению для всех его положений. В случае превышения усредненных потерь в меди для всех расчетных угловых положений ротора следует выбрать другое значение среднего момента и повторить процедуру оптимизации.

Среднее значение электромагнитного момента для случая $P_{Mi} = \text{const}$, т.е. по результатам первого этапа оптимизации:

$$M_{CP} = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m (q_{ai} \cdot P_M) = \frac{P_M}{m} \cdot \sum_{i=1}^m q_{ai}; \quad (4.17)$$

Отношение выражений (4.17) к (4.16) будет показывать во сколько раз снижается среднее значение момента при выполнении второго этапа оптимизации по минимуму пульсаций:

$$\frac{M_{CP}}{M_{CP1}} = \frac{1}{m^2} \cdot \sum_{i=1}^m q_{ai} \cdot \sum_{i=1}^m \frac{1}{q_{ai}}; \quad (4.18)$$

При выполнении второго этапа оптимизации по максимуму среднего значения момента эффективность оптимизации зависит от степени превышения максимального значения q_{max} в сравнении с остальными показателями q_{ai} . Отношение предельного момента к текущему среднему по результатам первого этапа оптимизации можно рассчитать по выражению:

$$\frac{M_{CP2}}{M_{CP}} = \frac{q_{max}}{\frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m q_{ai}}; \quad (4.19)$$

$$M_{CP2} = q_{max} \cdot P_M$$

4.3. Результаты оптимизации

Результаты оптимизации представляются в виде спектра гармонических составляющих, который получен для случая разложения дискретно заданной функции в ряд Фурье по выражениям (4.1)-(4.3).

4.3.1 Синхронная реактивная машина с зубчатым ротором

В табл. 4.2 приведены результаты оптимизации для СРМсЗР в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.2. Они нужны для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.2

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсЗР в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{ai} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	3	1,22 (1)	1,22 (1)	0,2 (1)	105 (53)
2.	7	1,15 (1)	1,15 (1)	0,6 (1)	160 (136)
3.	9	1,12 (1)	1,12 (1)	0,7 (1)	130 (116)
4.	10	1,1 (1)	1,1 (1)	0,76 (1)	117 (110)
5.	14	1 (1)	1 (1)	1 (1)	184 (184)
6.	15	1 (1)	1 (1)	1 (1)	176 (176)
7.	18	0,76 (1)	1,1 (1)	1,1 (1)	128 (125)
8.	21	0,6 (1)	1,15 (1)	1,15 (1)	175 (161)
9.	26	0,35 (1)	1,2 (1)	1,2 (1)	115 (89)
10.	27	0 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	132 (94)
11.	28	0 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	156 (109)
12.	33	-0,2 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	105 (49)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					140 (119)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					28 (57)

На рис. 4.4 представлен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсЗР в номинальном режиме по значениям табл. 4.2.

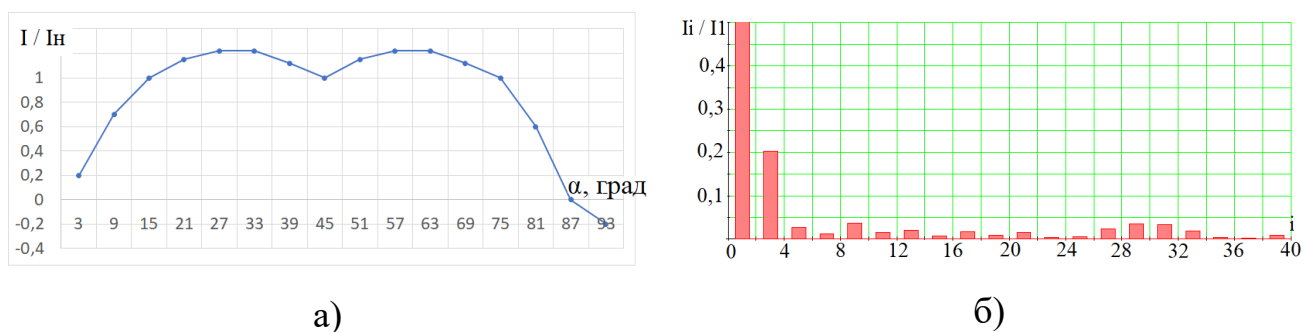


Рис. 4.4. Оптимальное управляющее воздействие СРМсЗР в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинально режиме:

$$i_H^{СРМсЗР}(t) = 1,387 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,278 \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{80}\right)\right); \quad (4.20)$$

В табл. 4.3 приведены результаты оптимизации для СРМсЗР в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.3. Они нужны для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.3

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсЗР при перегрузке

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	2	1,22 (1)	1,22 (1)	0,15 (1)	415 (199)
2.	7	1,08 (1)	1,08 (1)	0,8 (1)	530 (474)
3.	8	1,08 (1)	1,08 (1)	0,8 (1)	510 (469)
4.	10	1,04 (1)	1,04 (1)	0,9 (1)	460 (449)
5.	13	1 (1)	1 (1)	1 (1)	580 (580)
6.	14	0,9 (1)	1,04 (1)	1,04 (1)	580 (573)

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
7.	18	0,8 (1)	1,08 (1)	1,08 (1)	475 (454)
8.	20	0,56 (1)	1,16 (1)	1,16 (1)	555 (494)
9.	26	0,35 (1)	1,2 (1)	1,2 (1)	435 (319)
10.	32	-0,15 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	415 (194)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					496 (410)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					17 (47)

На рис. 4.5 представлен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсЗР в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.3.

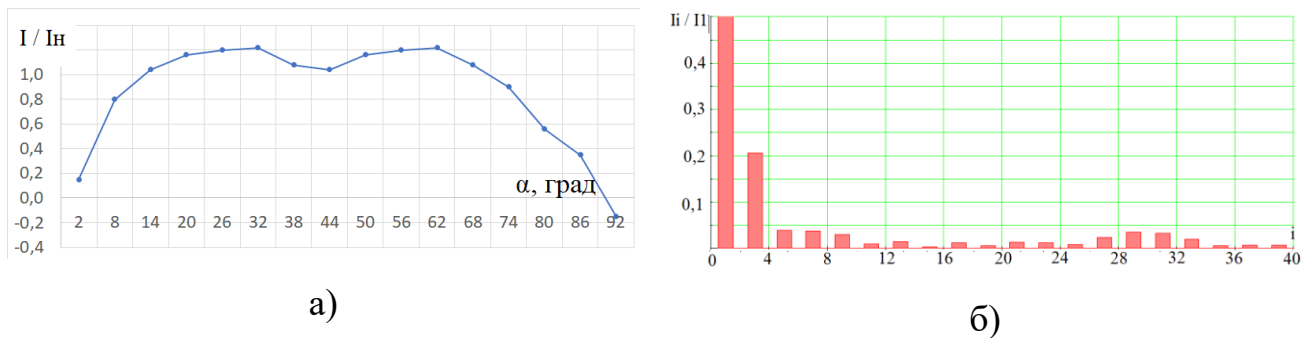


Рис. 4.5. Оптимальное управляющее воздействие СРМсЗР в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в перегрузочном режиме:

$$i_{II}^{CPMc3P}(t) = 1,385 \cdot \sin(\omega \cdot t) + 0,285 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t); \quad (4.21)$$

В формулах (4.20) и (4.21) оптимальной диаграммы тока присутствует третья гармоника, которая по амплитуде составляет 20% от основной.

4.3.2 Синхронная реактивная машина с анизотропным ротором

СРМ с ТЛА-ротором (СРМсАР1)

В табл. 4.4 приведены результаты оптимизации для СРМсАР1 в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое

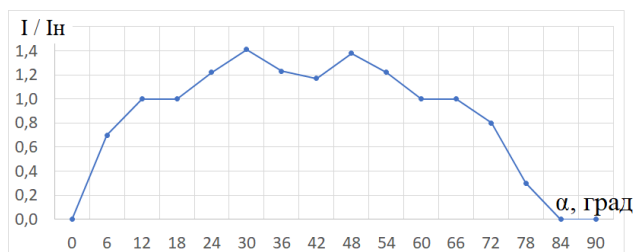
задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.4. Они нужны также для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.4

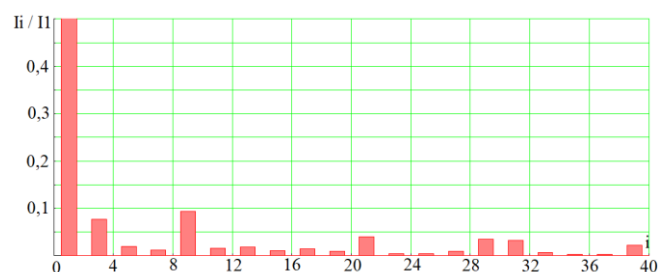
Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсАР1 в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	45	1 (1)	1,41 (1)	0 (1)	148 (58)
2.	49	1,04 (1)	1,28 (1)	0,53 (1)	180 (147)
3.	51	1 (1)	1,23 (1)	0,7 (1)	155 (136)
4.	53	1 (1)	1,23 (1)	0,7 (1)	145 (132)
5.	57	0,8 (1)	1,17 (1)	1 (1)	176 (168)
6.	61	0,5 (1)	1,3 (1)	1 (1)	151 (124)
7.	63	0,3 (1)	1,38 (1)	1 (1)	177 (136)
8.	69	0 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	155 (91)
9.	75	0 (1)	1 (1)	1,41 (1)	148 (55)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					159 (119)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					11 (49)

На рис. 4.6 представлен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсАР1 в номинальном режиме по значениям табл.4.4.



а)



б)

Рис. 4.6. Оптимальное управляющее воздействие СРМсАР1 в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинально режиме:

$$i_H^{CPMcAP1}(t) = \sqrt{2} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{45}\right); \quad (4.22)$$

В табл. 4.5 приведены результаты оптимизации для СРМсАР1 в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.5. Они нужны для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.5

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсАР1 в перегрузочном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{ai} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	44	1,12 (1)	1,32 (1)	0 (1)	508 (293)
2.	48	1,1 (1)	1,2 (1)	0,6	638 (555)
3.	50	1,1 (1)	1 (1)	0,87 (1)	531 (485)
4.	51	1,05 (1)	1,05 (1)	0,9 (1)	487 (479)
5.	56	0,85 (1)	1,24 (1)	0,85 (1)	619 (595)
6.	60	0,5 (1)	1,24 (1)	1,1 (1)	527 (435)
7.	62	0,2 (1)	1,24 (1)	1,2 (1)	610 (460)
8.	63	0 (1)	1,25 (1)	1,2 (1)	660 (486)
9.	68	0,1 (1)	1,14 (1)	1,3 (1)	562 (309)
10.	71	0 (1)	1,2 (1)	1,25 (1)	637 (334)
11.	74	0 (1)	1,12 (1)	1,32 (1)	483 (211)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					569 (432)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					16 (44)

На рис. 4.7 показан график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсАР1 в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.5.

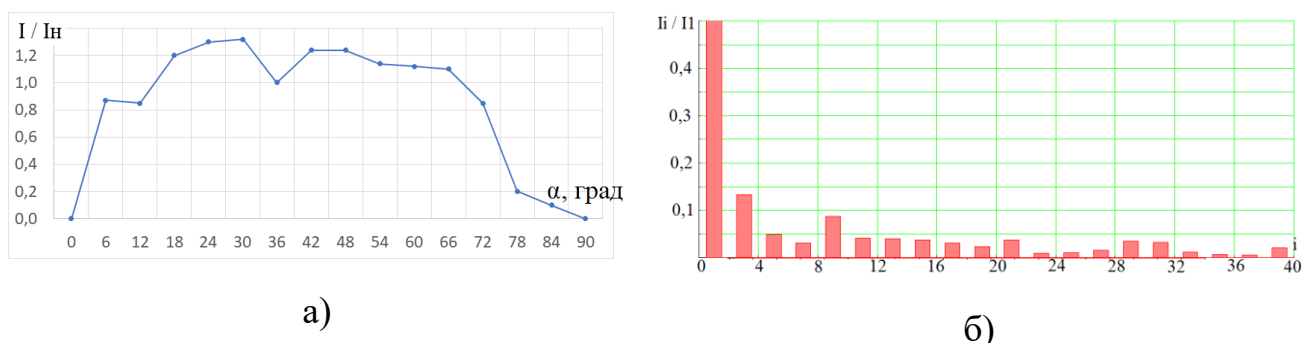


Рис. 4.7. Оптимальное управляющее воздействие СРМсАР1 в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в перегрузочном режиме для СРМсАР1:

$$i_{II}^{СРМсАР1}(t) = 1,402 \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{44}\right) + 0,186 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t); \quad (4.23)$$

Основная гармоника оптимального тока для данного типа машины является доминирующей.

СРМ с SP-TLA-ротором (СРМсАР2)

В табл. 4.6 приведены результаты оптимизации для СРМсАР2 в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов и моментов до оптимизации, которое задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.2. Они нужны для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.6

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсАР2 в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	46	1,02 (1)	1,4 (1)	0 (1)	180 (89)

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
2.	52	0,9 (1)	1,28 (1)	0,75 (1)	220 (206)
3.	56	0,8 (1)	1,14 (1)	1,03 (1)	147 (146)
4.	58	0,75 (1)	1,07 (1)	1,14 (1)	210 (197)
5.	59	0,75 (1)	1,07 (1)	1,14 (1)	232 (217)
6.	64	0,55 (1)	1,1 (1)	1,22 (1)	148 (124)
7.	67	0,5 (1)	1 (1)	1,32 (1)	212 (162)
8.	70	0,3 (1)	0,96 (1)	1,41 (1)	136 (100)
9	73	0,25 (1)	1 (1)	1,4 (1)	168 (79)
10.	76	0 (1)	1,02 (1)	1,4 (1)	180 (87)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					183 (139)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					26 (50)

На рис. 4.8 представлен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсАР2 в номинальном режиме по значениям табл. 4.6.

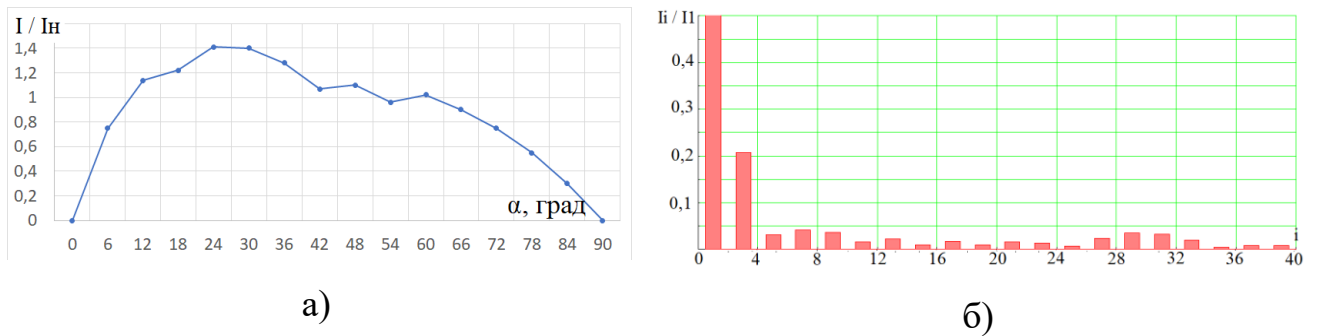


Рис. 4.8. Оптимальное управляющее воздействие СРМсАР2 в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме для СРМсАР2:

$$i_H^{CPMсAP2}(t) = 1,385 \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{35}\right) + 0,286 \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{15}\right)\right); \quad (4.24)$$

В табл. 4.7 приведены результаты оптимизации для СРМсА2 в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3. Серым цветом выделены дополнительные строки табл. 4.7. Они нужны для более точного построения графика момента после оптимизации (фиксируется момент в вершинах и впадинах серии угловых характеристик).

Таблица 4.7

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсАР2 в перегрузочном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	42	1,07 (1)	1,33 (1)	0,28 (1)	528 (197)
2.	44	0,9 (1)	1,47 (1)	0,2 (1)	746 (532)
3.	48	0,9 (1)	1,47 (1)	0,2 (1)	438 (342)
4.	52	0,86 (1)	1,23 (1)	0,86	777 (763)
5.	54	0,9 (1)	1,29 (1)	0,73 (1)	599 (584)
6.	56	0,84 (1)	1,2 (1)	0,92 (1)	448 (444)
7.	60	0,6 (1)	1,06 (1)	1,23 (1)	745 (658)
8.	63	0,35 (1)	1,3 (1)	1,1 (1)	423 (388)
9.	66	0,25 (1)	1 (1)	1,4 (1)	720 (484)
10.	67	0,25 (1)	1 (1)	1,4 (1)	750 (505)
11.	72	-0,28 (1)	1,07 (1)	1,33 (1)	528 (260)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					609 (486)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					29 (58)

На рис. 4.9 представлен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсАР2 в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.7.

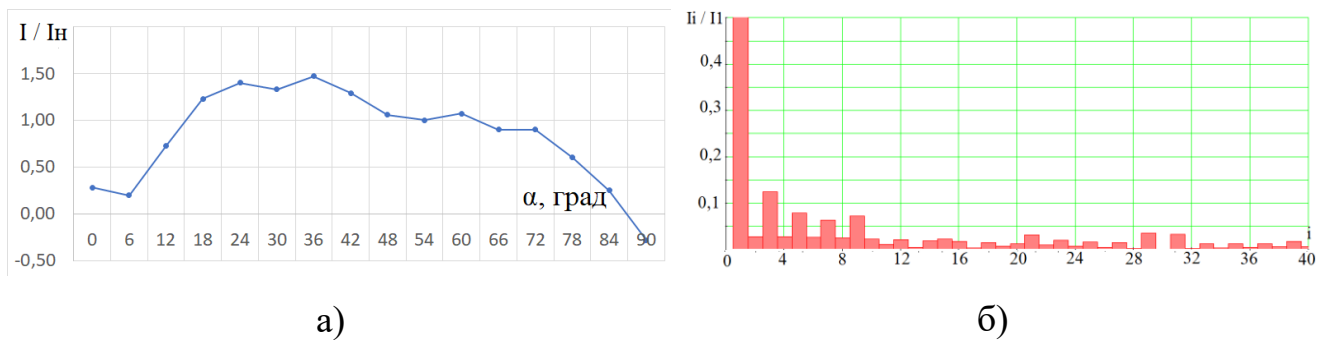


Рис. 4.9. Оптимальное управляющее воздействие СРМсАР2 в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в перегрузочном режиме:

$$i_{II}^{CPMcAP2}(t) = 1,403 \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{81}\right) + 0,174 \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{10}\right)\right); \quad (4.25)$$

Оптимальная токовая диаграмма содержит, как и у СРМсЗР, третью гармонику из-за явнополюсной структуры ротора.

4.3.3 Синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью

В табл. 4.8 приведены результаты оптимизации для СРМсДЗ в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Таблица 4.8

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсДЗ в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{ai} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	3,7	1,22 (1)	1,22 (1)	0 (1)	195 (109)
2.	4,2	1,3 (1)	0,8 (1)	0,8 (1)	212 (184)
3.	4,6	1,2 (1)	0,75 (1)	1 (1)	222 (215)
4.	4,8	1,1 (1)	0,75 (1)	1,1 (1)	222 (218)
5.	5,1	1 (1)	0,75 (1)	1,2 (1)	216 (208)

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
6.	5,6	0,7 (1)	0,9 (1)	1,3 (1)	199 (162)
7.	6	0 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	193 (105)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					208 (175)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					7 (32)

На рис. 4.10 построен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсДЗ в номинальном режиме по значениям табл. 4.8.

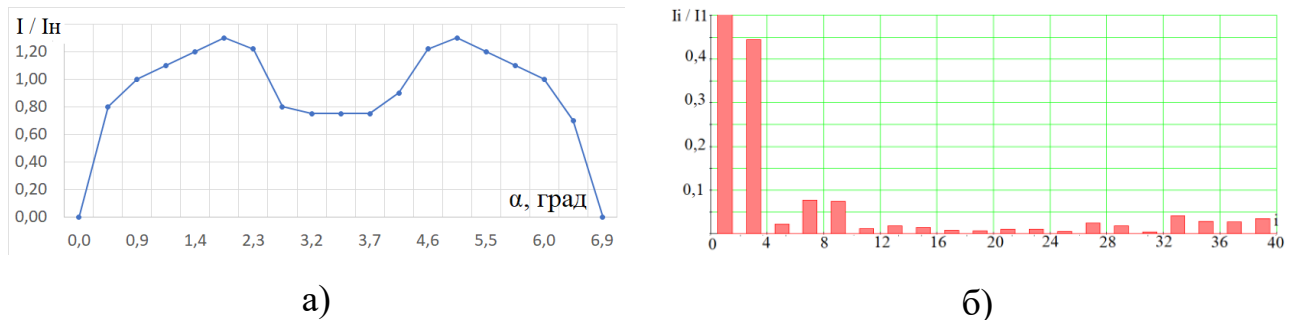


Рис. 4.10. Оптимальное управляющее воздействие СРМсДЗ в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме:

$$i_H^{СРМсДЗ}(t) = 1,293 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{38}\right) + 0,573 \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{41}\right)\right); \quad (4.26)$$

В табл. 4.9 приведены результаты оптимизации для СРМсДЗ в перегрузочном режиме работы. В скобках указаны значения токов аналогично табл. 4.8.

Таблица 4.9

Результаты оптимизации величины фазных токов СРМсДЗ в перегрузочном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	3,7	1,22 (1)	1,22 (1)	0 (1)	339 (167)

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
2.	4,2	1,4 (1)	0,8 (1)	0,6 (1)	344 (290)
3.	4,6	1,3 (1)	0,56 (1)	1 (1)	353 (342)
4.	4,8	1,1 (1)	0,89 (1)	1 (1)	352 (350)
5.	5,1	1 (1)	0,6 (1)	1,3 (1)	356 (341)
6.	5,6	0,2 (1)	1 (1)	1,4 (1)	328 (268)
7.	6	0 (1)	1,22 (1)	1,22 (1)	339 (175)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					344 (283)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					4 (33)

На рис. 4.11 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсДЗ в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.9.

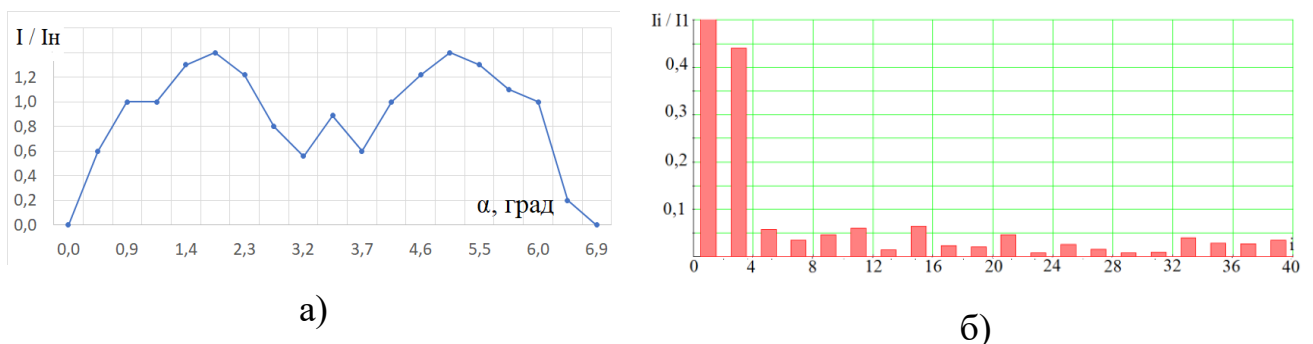


Рис. 4.11. Оптимальное управляющее воздействие СРМсДЗ в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в перегрузочном режиме:

$$i_{II}^{СРМсДЗ}(t) = 1,295 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{47}\right) + 0,569 \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{61}\right)\right); \quad (4.27)$$

Оптимальная диаграмма тока для СРМсДЗ содержит третью гармонику с амплитудой 45% от амплитуды основной гармоники. Вдвое большая амплитуда этой гармоники по сравнению с СРМсЗР объясняется двухсторонней зубчатостью магнитной системы машины.

4.3.4 Индукторная машина с двухсторонней зубчатостью

В табл. 4.10 приведены результаты оптимизации для ИМСДЗ в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Таблица 4.10

Результаты оптимизации величины фазных токов ИМСДЗ в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов				$M_{\alpha i}$, Нм
		kf1	kf2	kf3	kv	
1.	4,1	1,1 (1)	1 (1)	0 (1)	1,34 (1)	116 (83)
2.	4,3	1,04 (1)	1,04 (1)	0,2 (1)	1,34 (1)	115 (91)
3.	4,5	0,7 (1)	1,25 (1)	0,4 (1)	1,34 (1)	115 (95)
4.	4,8	0,3 (1)	1,35 (1)	0,54 (1)	1,34 (1)	115 (96)
5.	5	0,2 (1)	1,1 (1)	1 (1)	1,34 (1)	115 (93)
6.	5,2	0 (1)	1,1 (1)	1 (1)	1,34 (1)	116 (86)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм						115 (92)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %						0,43 (7,5)

На рис. 4.12 построен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМСДЗ в номинальном режиме по значениям табл. 4.10.

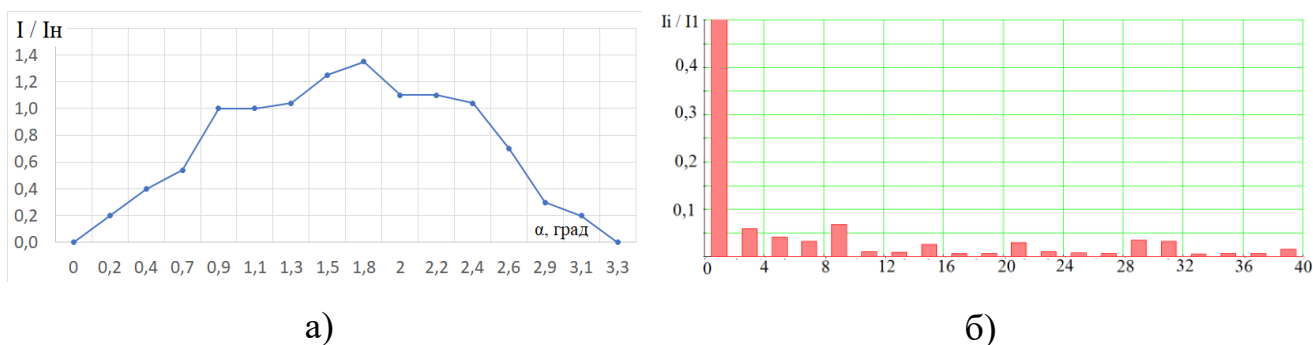


Рис. 4.12. Оптимальное управляющее воздействие ИМСДЗ в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме:

$$i_H^{ИМсДЗ}(t) = 1,21 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{26}\right); \quad (4.28)$$

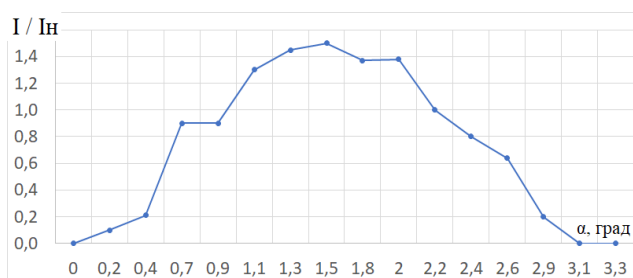
В табл. 4.11 приведены результаты оптимизации для ИМсДЗ в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Таблица 4.11

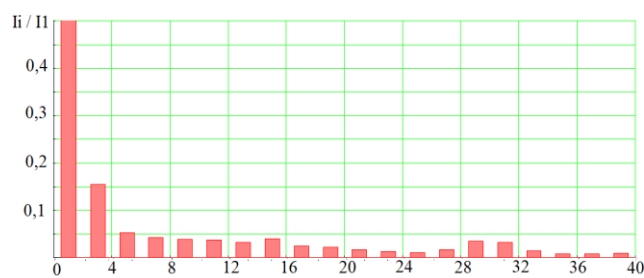
Результаты оптимизации величины фазных токов ИМсДЗ в перегрузочном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов				M_{ai} , Нм
		kf1	kf2	kf3	kv	
1.	4,2	1 (1)	1,3 (1)	0 (1)	1,13 (1)	231 (163)
2.	4,4	0,8 (1)	1,45 (1)	0,1 (1)	1,13 (1)	233 (177)
3.	4,6	0,64 (1)	1,5 (1)	0,21 (1)	1,13 (1)	230 (184)
4.	4,9	0,2 (1)	1,37 (1)	0,9 (1)	1,13 (1)	227 (183)
5.	5,1	0 (1)	1,38 (1)	0,9 (1)	1,13 (1)	230 (175)
6.	5,3	0 (1)	1 (1)	1,3 (1)	1,13 (1)	231 (161)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм						230 (176)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %						1,3 (7)

На рис. 4.13 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для СРМсДЗ в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.11.



а)



б)

Рис. 4.13. Оптимальное управляющее воздействие ИМсДЗ в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме:

$$i_{II}^{ИМсДЗ}(t) = 1,33 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{67}\right) - 0,206 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t); \quad (4.29)$$

Для этого типа машины основная гармоника является доминирующей, особенно в номинальной точке, как и у СРМсАР1.

4.3.5 Вентильно-индукторная машина

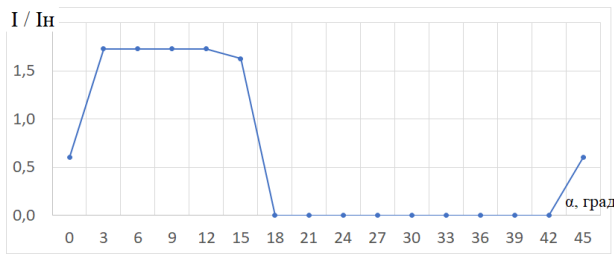
В табл. 4.12 приведены результаты оптимизации для ВИМ в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Таблица 4.12

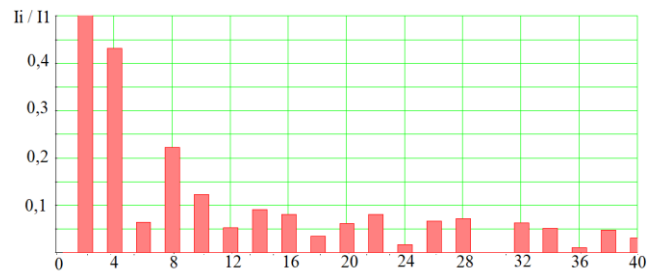
Результаты оптимизации величины фазных токов ВИМ в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов			M_{ai} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	36	0,6 (0)	0 (0)	1,63 (1,73)	37 (36)
2.	39	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	131 (131)
3.	42	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	141 (141)
4.	45	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	135 (135)
5.	48	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	103 (103)
6.	51	0 (0)	1,63 (0)	0,6 (1,73)	20 (37)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм					95 (97)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %					58 (55)

На рис. 4.14 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для ВИМ в номинальном режиме по значениям табл. 4.12.



а)



б)

Рис. 4.14. Оптимальное управляющее воздействие ВИМ в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме (гармоники от 10% и выше):

$$i_H^{ВИМ}(t) = 0,63 + 0,97 \cdot \sin\left(2 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{33}\right)\right) + 0,436 \cdot \sin\left(4 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{10}\right)\right) + 0,225 \cdot \sin\left(8 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{30}\right)\right) - 0,123 \cdot \sin\left(10 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{52}\right)\right); \quad (4.30)$$

В табл. 4.13 приведены результаты оптимизации для ВИМ в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Таблица 4.13

Результаты оптимизации величины фазных токов ВИМ в перегрузочном режиме

№	α _i , град	Коэффициенты фазных токов			M _{αi} , Нм
		kf1	kf2	kf3	
1.	34	1,73 (0)	0 (0)	0 (1,73)	255 (250)
2.	37	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	532 (532)
3.	40	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	697 (697)
4.	43	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	619 (619)
5.	46	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	460 (460)
6.	49	0 (0)	0 (0)	1,73 (1,73)	255 (255)
Среднее значение момента M _{CP} , Нм					470 (470)
Пульсации момента в процентах от M _{CP} , %					47 (47)

На рис. 4.15 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для ВИМ в перегрузочном режиме по значениям табл. 4.13.

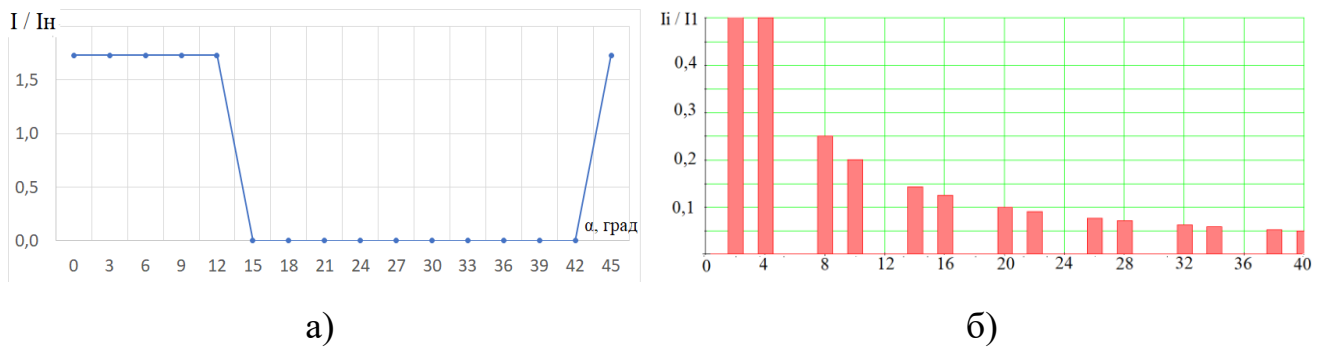


Рис. 4.15. Оптимальное управляющее воздействие SRM в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в перегрузочном режиме:

$$\begin{aligned}
 i_{II}^{BIM}(t) = & 0,588 + 0,971 \cdot \sin\left(2 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{12}\right)\right) + \\
 & + 0,486 \cdot \sin\left(4 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{24}\right)\right) + 0,242 \cdot \sin\left(8 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{48}\right)\right) + \\
 & + 0,195 \cdot \sin\left(10 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{60}\right)\right) + 0,138 \cdot \sin\left(14 \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{84}\right)\right) + \\
 & + 0,121 \cdot \sin\left(16 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{95}\right)\right);
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

Оптимальная токовая диаграмма для ВИМ отличается от аналогичных диаграмм других типов машин, рассмотренных выше. В сигнале присутствуют четные гармоники с номерами 2, 4, 8, 10.

4.3.6 FSDC машина

Так как в отечественной литературе слабо освещен принцип работы и характеристики такой машины полезно провести предварительные исследования возможностей управления перед оптимизацией управляющих воздействий [73].

Возможности управления

Принцип работы. Термин «переключение магнитного потока» отражает принцип работы машины (рис. 4.16). Тёмным цветом показана обмотка возбуждения, а светлым обмотка якоря. В обмотке возбуждения ток не меняется. В обмотке якоря ток меняется. Всего возможны три варианта включения обмоток якоря попарно 2-3- (рис. 4.16а), 1+2+ (рис. 4.16б) и 1-3+ (рис. 4.16в). Первая фазная обмотка якоря занимает положение с вертикальной магнитной осью, вторая смещена по часовой стрелке на 60° , третья смещена на 120° также по часовой стрелке относительно первой. Положительное направление тока в фазе считается таким, когда ток направлен к нам в витках слева от магнитной оси обмотки и от нас в витках справа. Например, на рис. 4.16а ток во второй фазной обмотке отрицательный, т.к. слева от магнитной оси ток направлен от нас, а справа – к нам. Зубцы ротора пронумерованы для удобства восприятия его поворота. Стрелками у номеров зубцов показано направление усилия, прикладываемого к зубцу. Так за один раз ротор поворачивается на угол 15 механических градусов. За период изменения тока в якорной обмотке ротор поворачивается на 45 механических градусов.

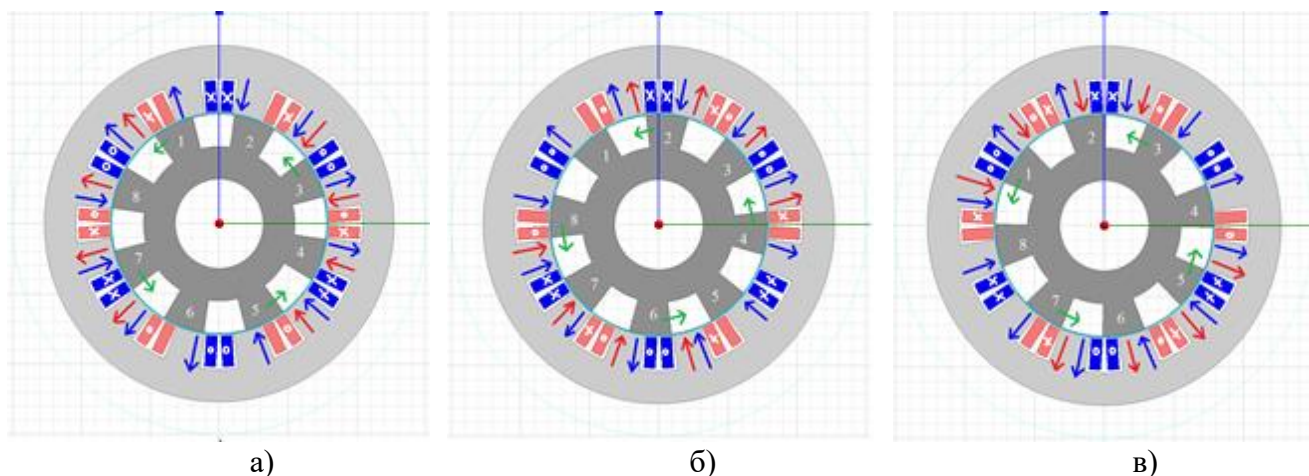


Рис. 4.16. Принцип работы FSDC машины

Обзор способов управления электроприводом на базе электрической машины с переключением магнитного потока. Все возможные топологии электрических машин данного класса определяются из соотношения числа зубцов на статоре N_S и роторе N_R по следующей формуле (глава 1):

$$N_S = 2 \cdot i \cdot m$$

$$N_R = 2 \cdot i \cdot m \pm 2 \cdot j$$
(4.32)

где i и j – целые положительные числа; m – число фаз.

Базовая трёхфазная топология образуется путем подстановки в формулу (4.32) значений $i = j = 2$. Получается $N_S = 12$, а $N_R = 8$ (перед вторым слагаемым берется знак минус).

Поперечное сечение электромеханического преобразователя показано на рис. 4.17. Тёмным цветом показана обмотка возбуждения. В ней ток является постоянным. Направление тока в проводниках показано крестиком – от нас, точкой – к нам [15, 43, 88]. Обмотка якоря является трёхфазной. Фаза А – белые проводники, фаза В – светло-серые проводники, фаза С – темно-серые проводники. В каждой фазе показано положительное направление тока. Принципиально возможны два способа управления *BLDC* и *BLAC* [153]. В первом случае управление осуществляется биполярными токами одинаковой амплитуды. Здесь можно выделить три способа управления: когда в каждый момент времени ток протекает только по одной

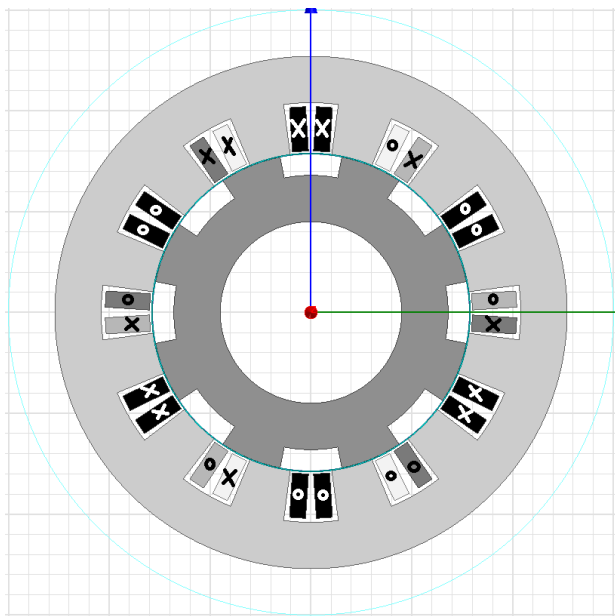


Рис. 4.17. Поперечное сечение электромеханического преобразователя

фазной обмотке, по двум фазным обмоткам и по все трём фазным обмоткам одновременно. Во втором случае управление осуществляется от трёхфазного управляемого по частоте и амплитуде источника тока. В источниках [187, 213] приводится сравнение различных топологий электрической машины, в [153, 213] сопоставляются конкретные топологии различных конструктивных модификаций электромеханических преобразователей. Не приводятся интегральные показатели работы электрической машины при различных алгоритмах управления, не указаны особенности управления

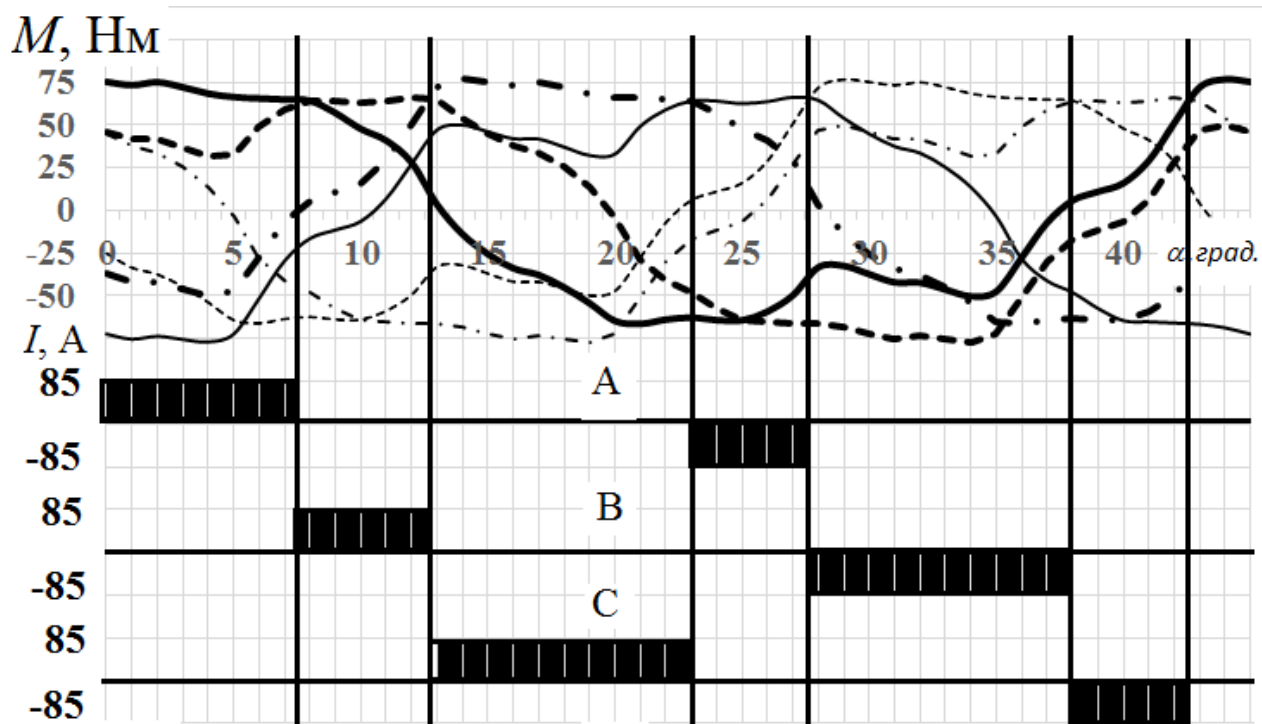
шины при различных алгоритмах управления, не указаны особенности управления

в предельных режимах, поэтому задача поиска оптимального управления является актуальной.

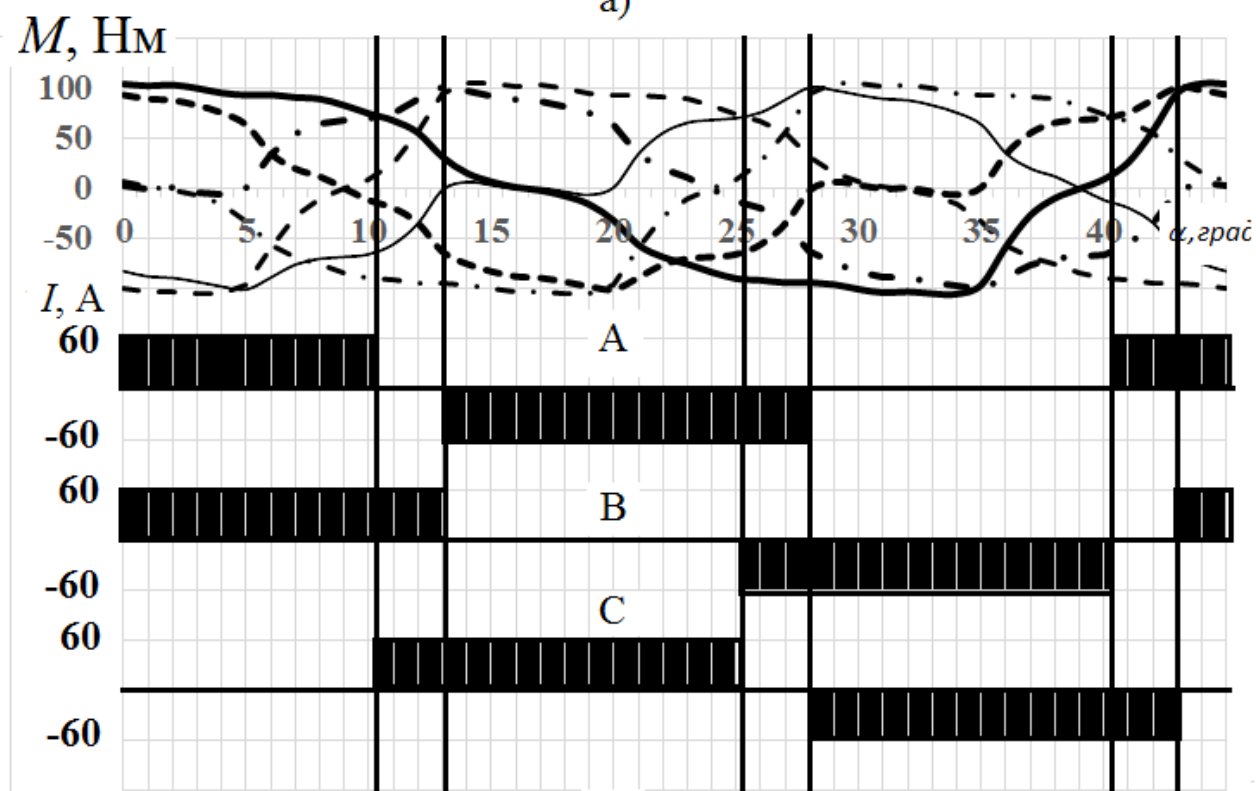
Задачу синтеза управляющего воздействия разобьем на три этапа: синтез диаграмм фазных токов в статике путем снятия угловых характеристик, проверка алгоритмов управления в номинальном режиме, особенности управления в предельных режимах при перегрузках по току.

Синтез диаграмм фазных токов в статике. В качестве прототипа по габариту возьмем четырехполюсную асинхронную электрическую машину *MO160M4* с высотой оси вращения 160 мм, номинальной мощностью 18,5 кВт. Основные размеры магнитной системы машины: внешний диаметр статора 264 мм, внутренний диаметр расточки статора 158 мм, величина воздушного зазора 0,5 мм, длина сердечника статора 184 мм. Линейная нагрузка $A = 20600$ А/м, плотность тока в обмотках $J = 5$ А/мм², число витков в силовых обмотках 34, число витков в обмотке возбуждения 34.

В конечно-элементной математической модели электрической машины снимались угловые характеристики момента, т.е. величина момента в функции угла поворота ротора при постоянных токах в обмотках (рис. 4.18, рис. 4.19а). Потери в меди во всех вариантах управления были одинаковыми и равны потерям в меди асинхронной машины – прототипа без учета потерь в лобовых частях обмоток. Во всех случаях управление осуществлялось биполярными импульсами тока. Ток в обмотке возбуждения поддерживался постоянным и составлял 50 А. При однофазном включении (рис. 4.18а) значение тока в каждой фазе было равно 85 А. В сигнале тока есть постоянная составляющая по аналогии с токовыми сигналами управления вентильно-индукторными машинами, отличие заключается в том, что импульсы биполярные. Для этого случая необходимо использовать индивидуальные источники тока на каждую фазу, что приводит к увеличению габарита преобразователя. При двухфазном включении (рис. 4.18б) значение тока в каждой фазе было равно 60 А. Биполярный сигнал тока не имеет постоянной составляющей. Силовые цепи фазных обмоток можно реализовать на стандартном трёхфазном



а)



б)

Рис. 4.18. BLDC управление фазными токами: а) однофазное включение; б) двухфазное включение

транзисторном инверторе, работающем в режиме источника тока. При трёхфазном включении (рис. 4.19а) значение тока в каждой фазе было равно 50 А.

Предпочтительная схема силовых цепей для такого случая – индивидуальные полумостовые источники тока на каждую фазу [32].

При использовании трёхфазного мостового транзисторного инвертора со средней точкой источника питания появляются проблемы с балансировкой конденсаторов в звене постоянного тока.

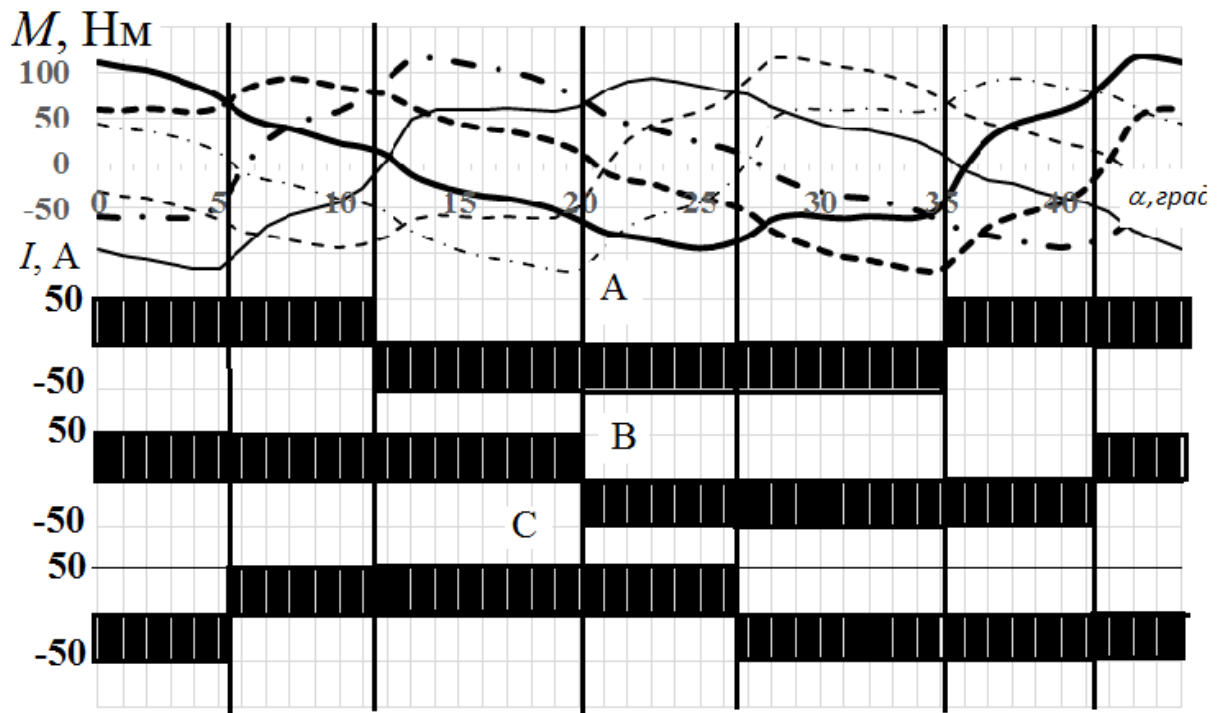
Итоговые кривые крутящего момента в статике в функции угла поворота ротора электрической машины показаны на рис. 4.19б. Показатели по среднему моменту, его пульсациям и числу ключей силового преобразователя приведены в табл. 4.14. Однофазное включение обозначено как *BLDC 1*, двухфазное – *BLDC 2*, трёхфазное – *BLDC 3*. Питание системой синусоидальных токов *BLAC*.

Таблица 4.14

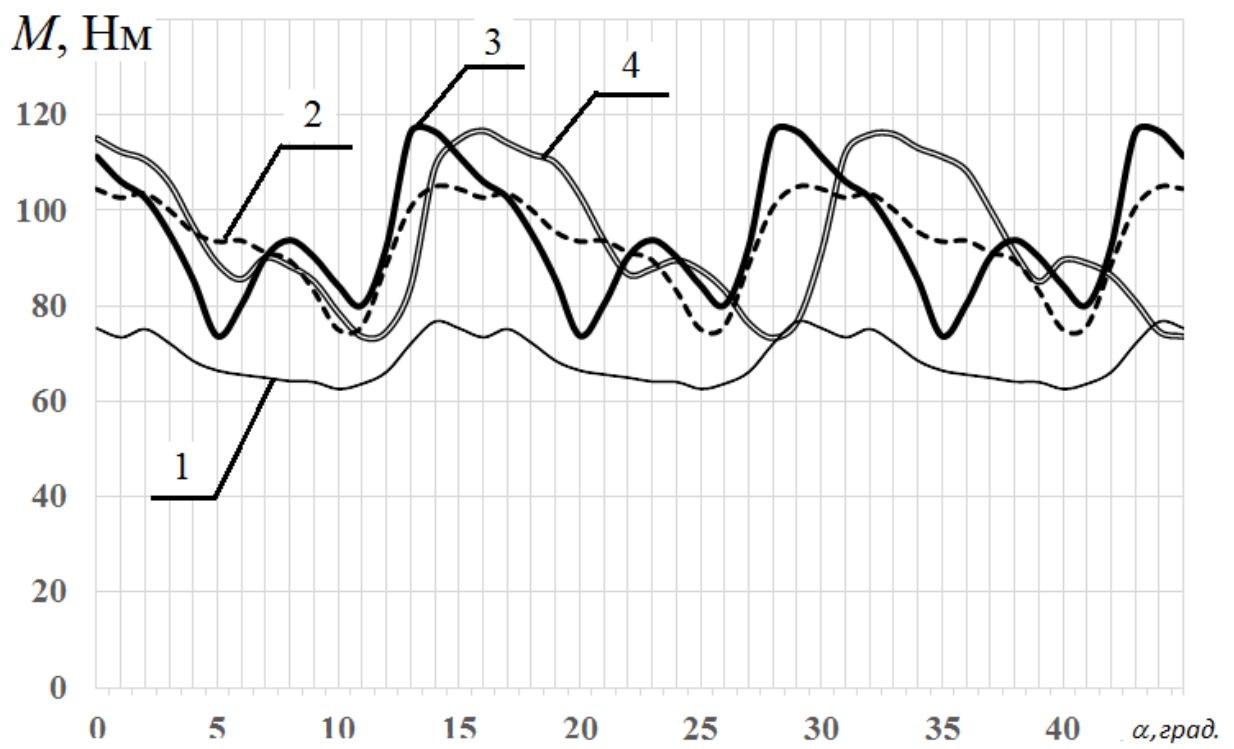
Сопоставление алгоритмов управления

Показатель	BLDC 1	BLDC 2	BLDC 3	BLAC
Средний момент, Нм	71	96	97	97
Пульсации момента, %	10	18	22	22
Число ключей инвертора	12	6	12	6

Первый алгоритм управления *BLDC 1* проигрывает по величине среднего крутящего момента остальным вариантам включения на 35%, при этом пульсации момента у него самые низкие – 10%. Второй алгоритм *BLDC 2* имеет один из наилучших показателей по среднему крутящему моменту 96 Нм и числу ключей инвертора – 6, пульсации момента выше, чем в первом случае почти в 2 раза. Третий алгоритм *BLDC 3* отличается от второго в худшую сторону числом ключей преобразователя, их 12. Последний алгоритм *BLAC* сопоставим по показателям с *BLDC 2*. В итоге по результатам исследования в статике можно рекомендовать алгоритмы *BLDC 2* и *BLAC*.



а)



б)

Рис. 4.19 BLDC управление фазными токами: а) трехфазное включение; б) огибающие семейства угловых характеристик момента для разных алгоритмов

Управление электрической машиной в номинальной точке. За номинальный режим работы электрической машины принималась скорость 375 об/мин, что соответствует частоте изменения токов в обмотках в 50 Гц. Моделирование *BLDC* 2 режима управления показало, что фронты изменения тока в обмотках существенно влияют на амплитуду и скорость нарастания наводимых в силовых обмотках противо ЭДС. Параметр амплитуды влияет на выбор преобразователя по напряжению, а параметр скорости нарастания влияет на требования к быстродействию контура тока. При уменьшении скорости нарастания тока уменьшается и среднее значение момента, но вместе с тем улучшаются показатели по напряжению. Путём сопоставления нескольких вариантов скорости изменения тока в силовых обмотках приемлемым было выбрано изменение тока на величину номинального значения за 4 градуса поворота ротора электрической машины (рис. 4.20).

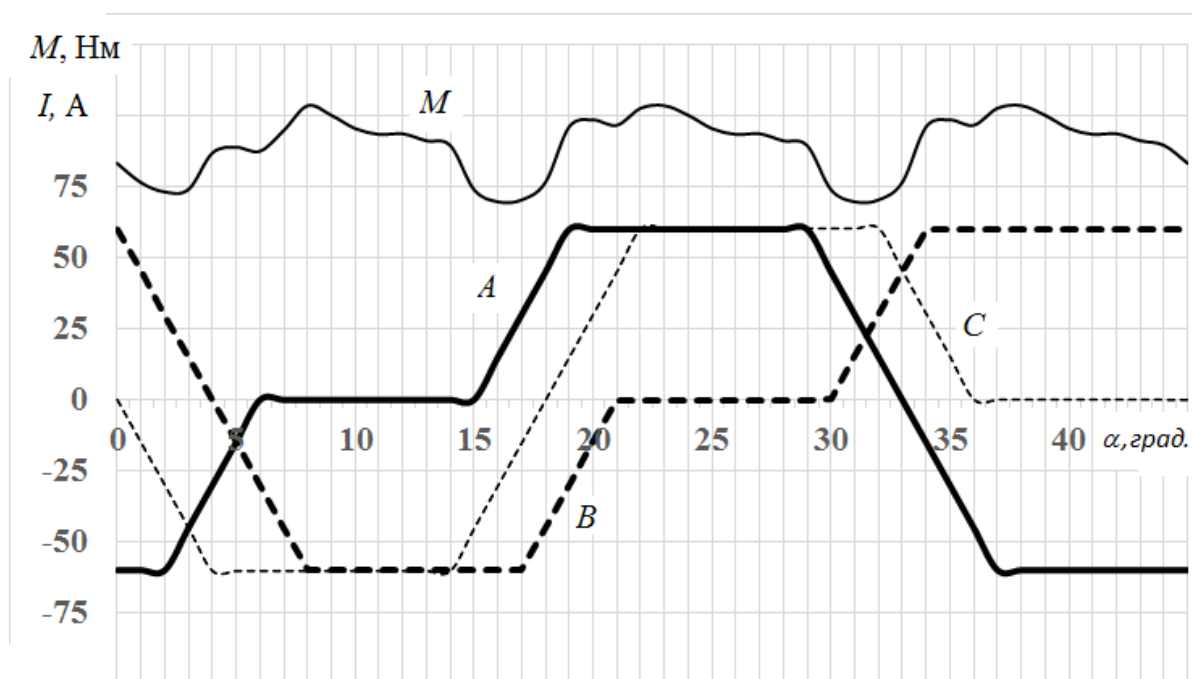


Рис. 4.20 Момент и фазные токи с коррекцией

В этом случае среднее значение момента снизилось на 7% и составило 89 Нм, амплитуда пульсаций при этом осталась такой же. Кроме того, сумма токов в нулевом проводнике в этом случае будет отличаться от нуля. Это приводит к поиску мер по модификации схемы силовых цепей преобразователя и увеличению его габарита.

На рис. 4.21 показаны напряжения, наводимые в силовых обмотках, а также приращения напряжений при двух алгоритмах управления *BLAC* и *BLDC 2*, которые были выбраны по результатам статических испытаний электрической машины с переключением магнитного потока и обмоткой возбуждения на статоре. Максимальное значение напряжения в каждой силовой обмотке V_{AC} при синусоидальных токах составило 89 В, в то время как при трапецеидальных токах в обмотках это значение составило 170 В. Максимальное приращение напряжения при синусоидальных токах в фазных обмотках составило 22 В, а для управления трапецеидальными токами 140 В. По полученным данным можно сделать вывод, что для реализации электрического преобразователя с *BLDC 2* алгоритмом управления необходимо закладывать в 1,9 раза больший запас по напряжению и повышать быстродействие контура тока в 6 раз путем введения корректирующих связей. Закономерности изменения напряжения и его приращения в обмотке возбуждения электромеханического преобразователя также в пользу *BLAC* управления.

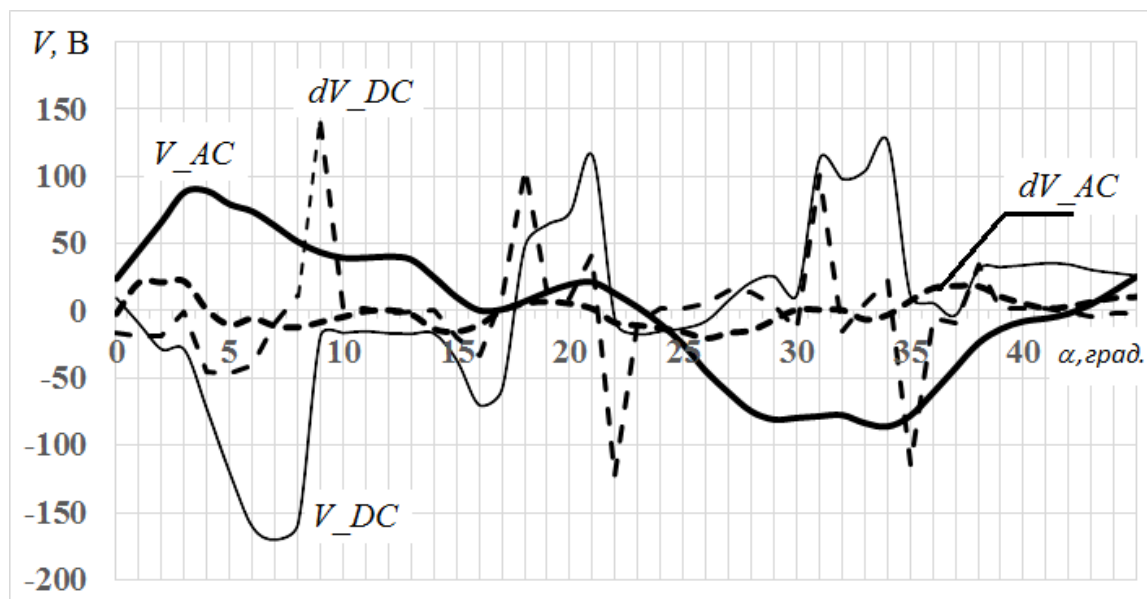


Рис. 4.21 Напряжения, наводимые в силовых обмотках при разном управлении

Поэтому выбор следует сделать в пользу источника питания для силовых обмоток с синусоидальной формой тока (*BLAC*-режим), который и будет применяться далее для исследования особенностей управления при перегрузках.

Особенности управления электрической машиной при перегрузках по моменту. Перегрузочную способность электропривода будем исследовать на

номинальной скорости 375 об/мин путем задания пятикратной перегрузки по току в двух режимах управления: с независимым возбуждением, когда ток возбуждения не изменяется при увеличении нагрузки, с последовательным возбуждением, когда ток возбуждения будет увеличиваться пропорционально нагрузке.

В первом режиме с постоянным током возбуждения среднее значение момента электропривода составило 125 Нм, что на 30% выше, чем в номинальном режиме. Такая зависимость объясняется сильным действием поперечной размагничивающей реакции якоря. Пульсации момента в таком режиме составили 40%.

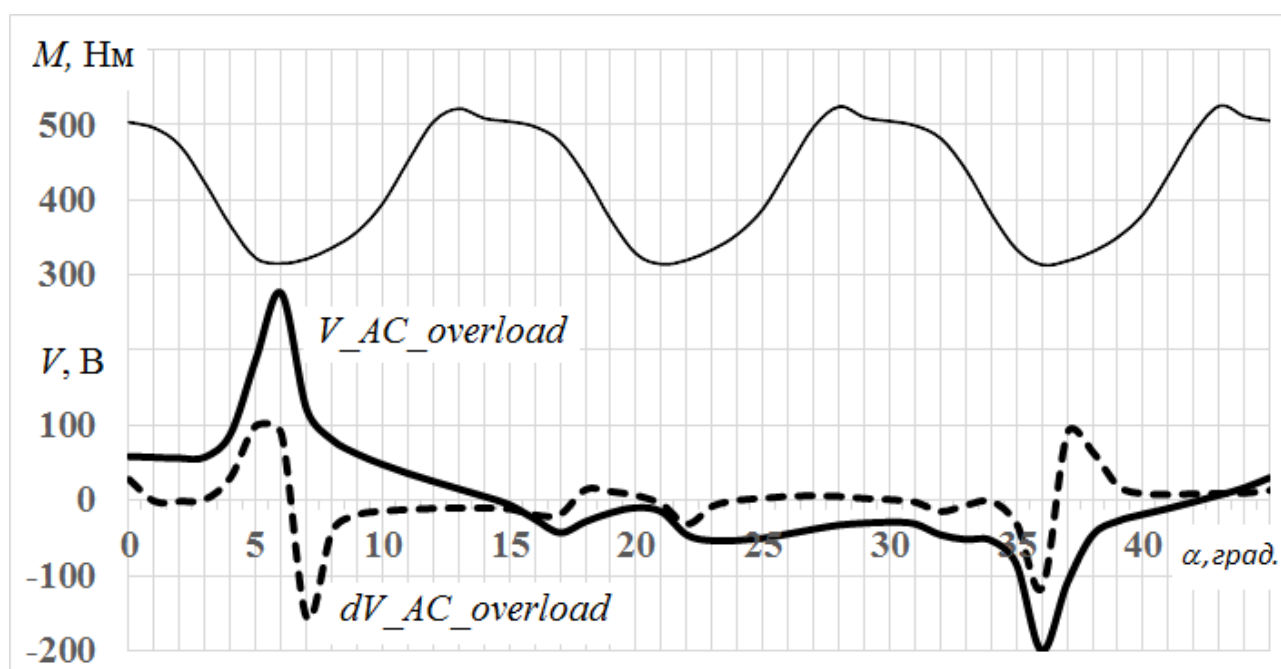


Рис. 4.22 Момент и противо ЭДС в фазе силовой обмотки при перегрузке

Во втором режиме с последовательным возбуждением (рис. 4.22) величина крутящего момента возросла до 420 Нм, что в 4,3 раза выше, чем в номинальной точке. Пульсации момента составили 25%, что сопоставимо с номинальным режимом. Пиковое значение фазного напряжения составило 275 В, что 2,2 раза выше, чем в номинальном режиме. Приращение напряжения в единицу времени возросло в 4,5 раза и составило 99 В.

Выводы по возможностям управления:

1. В статическом режиме наибольшую эффективность по моменту и числу ключей инвертора показали два алгоритма управления силовой трехфазной обмоткой электрической машины с переключением магнитного потока: *BLDC 2* и *BLAC*. Максимальная величина среднего момента в *BLDC 2* режиме составила 96 Нм, в *BLAC* режиме 97 Нм. Пульсации момента в *BLDC 2* режиме составили 18%, в *BLAC* режиме 22%. Число ключей инвертора в обоих режимах равно 6.

2. В номинальной точке наибольшую эффективность показал *BLAC* алгоритм управления электроприводом. По величине среднего момента он оказался лучше *BLDC 2* режима на 7%, по максимальной величине напряжения силовой обмотки в 2 раза, по приращению напряжения в обмотке в 6 раз. Завышенные показатели по напряжению в *BLDC 2* режиме негативно влияют на запас по напряжению преобразователя и требования к динамике контура регулирования тока.

3. По результатам исследования электрической машины в режиме с пятикратной перегрузкой по току наилучшим оказался алгоритм управления с последовательным возбуждением. Крутящий момент увеличился в 4,3 раза. Максимальное напряжение преобразователя возросло в 2,2 раза. Максимальное приращение напряжения преобразователя возросло в 4,5 раза. Завышенные показатели по напряжению необходимо учитывать при выборе уровня напряжения преобразователя и настройке контура тока.

4. Результаты исследования могут быть использованы при выборе алгоритмов управления электроприводом на базе синхронной машины с переключением магнитного потока и обмоткой возбуждения на статоре в номинальном режиме, а также в режиме с перегрузкой по току и моменту.

Результаты оптимизации управляющего воздействия

В табл. 4.15 приведены результаты оптимизации для FSDC в номинальном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Результаты оптимизации величины фазных токов FSDC в номинальном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов				M_{α_i} , Нм
		kf1	kf2	kf3	kv	
1.	18	1,12 (1,22)	0,93 (0)	0,2 (-1,22)	1,36 (1)	93 (29)
2.	21	1,12 (1,22)	0,73 (0)	-0,6 (-1,22)	1,36 (1)	144 (110)
3.	24	1,1 (1,22)	0,47 (0)	-0,85 (-1,22)	1,36 (1)	140 (124)
4.	27	0,9 (1,22)	-0,4 (0)	-1,08 (-1,22)	1,36 (1)	131 (122)
5.	30	0,7 (1,22)	-0,7 (0)	-1,08 (-1,22)	1,36 (1)	116 (101)
6.	33	0,2 (1,22)	-1,12 (0)	-0,93 (-1,22)	1,36 (1)	93 (68)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм						120 (98)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %						21 (49)

На рис. 4.23 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для FSDC в номинальном режиме по значениям табл. 4.15.

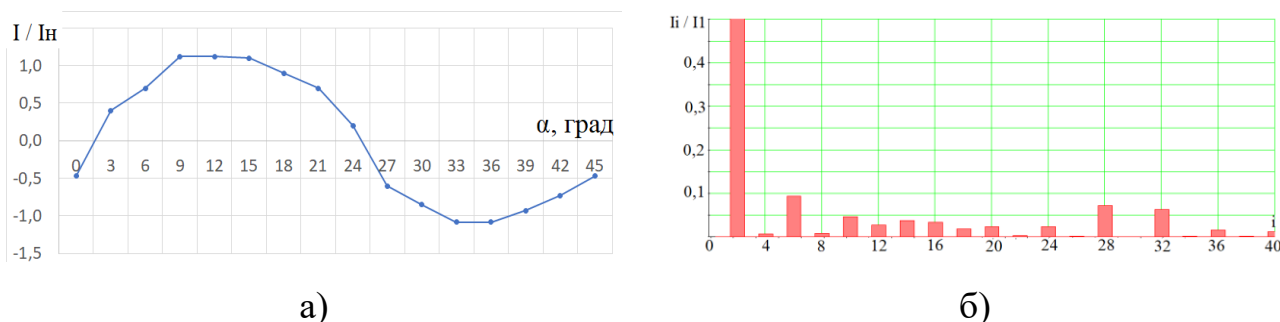


Рис. 4.23. Оптимальное управляющее воздействие FSDC в номинальном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме:

$$i_H^{FSDC}(t) = 1,197 \cdot \sin\left(2 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{14}\right)\right); \quad (4.33)$$

В табл. 4.16 приведены результаты оптимизации для FSDC в перегрузочном режиме работы. В скобках указано значение токов до оптимизации, которое задавалось в главе 3.

Результаты оптимизации величины фазных токов FSDC в перегрузочном режиме

№	α_i , град	Коэффициенты фазных токов				$M_{\alpha i}$, Нм
		kf1	kf2	kf3	kv	
1.	3	1,1 (1,22)	1,15 (0)	-0,22 (-1,22)	1,2 (1)	546 (241)
2.	9	1,06 (1,22)	0,93 (0)	-0,77 (-1,22)	1,2 (1)	621 (474)
3.	15	1,2 (1,22)	0,5 (0)	-0,95 (-1,22)	1,2 (1)	538 (501)
4.	21	0,75 (1,22)	-0,9 (0)	-1,1 (-1,22)	1,2 (1)	440 (435)
5.	27	0,42 (1,22)	-1,13 (0)	-1,05 (-1,22)	1,2 (1)	464 (318)
6.	33	-0,22 (1,22)	-1,1 (0)	-1,15 (-1,22)	1,2 (1)	545 (198)
Среднее значение момента M_{CP} , Нм						526 (384)
Пульсации момента в процентах от M_{CP} , %						17 (41)

На рис. 4.23 получен график оптимальной формы тока и его спектральный состав для FSDC в номинальном режиме по значениям табл. 4.16.

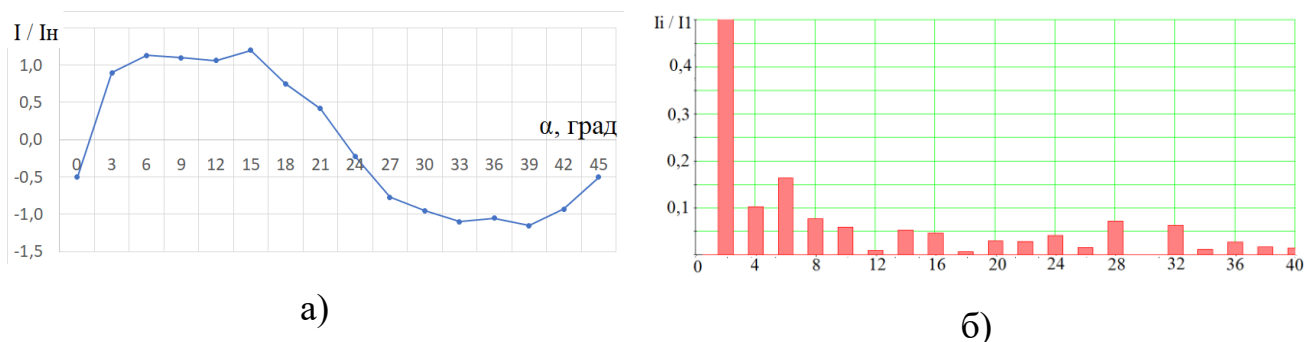


Рис. 4.24. Оптимальное управляющее воздействие FSDC в перегрузочном режиме: а – график половины периода фазного тока; б – его спектральный состав

В спектральном составе выделены гармоники с амплитудой больше 10% и получена формула для оптимального управляющего воздействия в номинальном режиме:

$$\begin{aligned}
 i_{II}^{FSDC}(t) = & 1,283 \cdot \sin\left(2 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{21}\right)\right) + 0,13 \cdot \sin\left(4 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{14}\right)\right) + \\
 & + 0,209 \cdot \sin\left(6 \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{21}\right)\right);
 \end{aligned}
 \tag{4.34}$$

В полученных оптимальных токовых диаграммах доминирует первая гармоника, что согласуется с результатами исследования возможностей управления.

4.4. Сопоставление разработанных законов управления с традиционными системами управления

В табл. 4.17 сведены результаты моделирования различных типов 3-х фазных СРМ и ИМ. Введены следующие обозначения: M_{CP} – средний электромагнитный момент; ΔM – величина пульсаций момента; U_M – максимальная величина фазного напряжения; U – действующее значение фазного напряжения; U' – максимальная скорость нарастания фазного напряжения; K_M – коэффициент мощности. По средней величине электромагнитного момента преимущество синтезированной формы тока над синусоидальной составляет от 0 до 30% в зависимости от типа машины. Оптимизация не дала результата для СРМсАР (серые строчки в табл. 4.17), так как за счет конструкции ротора в зазоре этих машин регистрируется близкое к синусоидальному распределение индукции. Пульсации момента, максимальное напряжение и коэффициент мощности в результате оптимизации несколько увеличились, что связано с наличием третьей гармоники в токе.

Таблица 4.17

Величины показателей эффективности 3-х фазных машин

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Синтезированное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
1.	M_{CP}	Нм	СРМсЗР	138	467	143	497
			СРМсАР1	164	553	-	556
			СРМсАР2	174	594	175	598
			СРМсДЗ	197	334	211	344

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Синтезированное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
			ИМсДЗ	104	214	116	230
			ВИМ	92	392	114	509
			FSDC	109	495	123	509
2.	ΔМ	%	СРМсЗР	24,9	15,7	29,6	19,2
			СРМсАР1	11	15,3	-	13,8
			СРМсАР2	29	27,5	31,6	28
			СРМсДЗ	4,2	2,9	11,4	4,8
			ИМсДЗ	2,3	4	2,9	1,6
			ВИМ	48	51	60	56
			FSDC	27,9	18,4	24	25,7
3.	U _М	В	СРМсЗР	400	480	405	438
			СРМсАР1	340	385	-	404
			СРМсАР2	440	415	450	415
			СРМсДЗ	219	215	240	274
			ИМсДЗ	90	89	75	84
			ВИМ	125	165	375	1210

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Синтезированное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
			FSDC	101	255	92	265
4.	U	B	CPMcЗP	218	240	214	239
			CPMcAP1	220	263	-	260
			CPMcAP2	230	260	221	260
			CPMcДЗ	154	130	151	135
			ИMcДЗ	63	54	52	51
			ВИМ	57	66	94	220
			FSDC	50	73	44	74
5.	U`	B/мс	CPMcЗP	350	650	310	550
			CPMcAP1	390	61	-	65
			CPMcAP2	690	55	700	55
			CPMcДЗ	83	132	97	230
			ИMcДЗ	34	80	26	105
			ВИМ	52	90	400	4200
			FSDC	75	450	55	330
6.	K _M	-	CPMcЗP	0,53	0,42	0,55	0,45

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Синтезированное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
			СРМсАР1	0,61	0,43	-	0,43
			СРМсАР2	0,64	0,47	0,66	0,47
			СРМсДЗ	0,1	0,06	0,1	0,06
			ИМсДЗ	0,07	0,05	0,1	0,05
			ВИМ	0,33	0,31	0,26	0,13
			FSDC	0,45	0,35	0,68	0,39

В табл. 4.18 сведены результаты моделирования различных типов 6-ти фазных СРМ и ИМ. Общей тенденцией является увеличение величины среднего значения момента и уменьшения амплитуды его пульсаций. Увеличение количества фаз статорной обмотки свойственно электрическим машинам большой мощности [94].

Таблица 4.18

Величины показателей эффективности 6-ти фазных машин

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Прямоугольное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
1.	M_{CP}	Нм	СРМсЗР	144	478	150	505

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип машины	Тип управляющего воздействия (УВ)			
				Гармоническое		Прямоугольное	
				Режимы работы		Режимы работы	
				Ном.	Перегр.	Ном.	Перегр.
			СРМсАР1	171	566	148	506
			СРМсАР2	180	603	172	570
			СРМсДЗ	200	340	214	347
			ИМсДЗ	108	219	124	245
			ВИМ	101	411	131	555
			FSDC	114	515	137	551
2.	ΔМ	%	СРМсЗР	19,9	14,3	23,9	15,3
			СРМсАР1	10,6	12,6	17	16,5
			СРМсАР2	25,7	27,5	28	33
			СРМсДЗ	3,8	2,1	8,2	9,2
			ИМсДЗ	2,1	3,5	2,4	1,2
			ВИМ	24	27	30	29
			FSDC	17,9	11,4	13	15,3

4.5. Обсуждение результатов оптимизации управляющих воздействий

В табл. 4.18 сведены номера гармоник оптимальной формы фазного тока для различных модификаций СРМ и ИМ. Помимо первой гармоники машины с зубчатым ротором содержат третью гармонику. Чётные номера гармоник содержат

только оптимальные управляющие воздействия для машин с катушечными обмотками и малым числом пазов на статоре и роторе (ВИМ и FSDC). От величины тока в обмотках оптимальная форма тока существенно не зависит. Для ИМсДЗ и FSDC величина тока возбуждения увеличилась в результате оптимизации на 13-35% в зависимости от режима работы.

Таблица 4.19

Номера гармоник оптимальной формы фазного тока для разных типов и модификаций СРМ и ИМ

№	Тип машины	Режим работы	
		Номинальный	Перегрузочный
1.	СРМсЗР	1,3	1,3
2.	СРМсАР1	1	1,3
3.	СРМсАР2	1,3	1,3
4.	СРМсДЗ	1,3	1,3
5.	ИМсДЗ	1	1,3
6.	ВИМ	0, 2, 4, 8, 10	0, 2, 4, 8, 10, 14, 16
7.	FSDC	2	2, 4, 6

В процессе оптимизации магнитных систем СРМ и ИМ менялась площадь паза, при этом величина фазного тока в обмотках поддерживалась постоянной, следовательно, изменялось количество витков. В табл. 4.19 приведены значения числа витков в фазах обмоток в зависимости от режима и типа СРМ и ИМ.

Таблица 4.20

Количество витков в фазах обмоток СРМ и ИМ

№	Тип машины	Режим работы	
		Номинальный	Перегрузочный
1.	СРМсЗР	20	14
2.	СРМсАР1	17	14
3.	СРМсАР2	19	15
4.	СРМсДЗ	13	9

№	Тип машины	Режим работы	
		Номинальный	Перегрузочный
5.	ИМсДЗ	8	5
6.	ВИМ	36	36
7.	FSDC	34	34

На рис. 4.25 показаны значения среднего номинального момента и его пульсации в процентном соотношении к среднему трехфазных СРМ и ИМ. С учётом ограниченного количества фаз обмотки в процессе работы машины наблюдаются пульсации момента, которые снижают его среднее значение. Прямоугольная диаграмма тока, которая являлась наилучшей для СРМ и ИМ, в предположении бесконечного

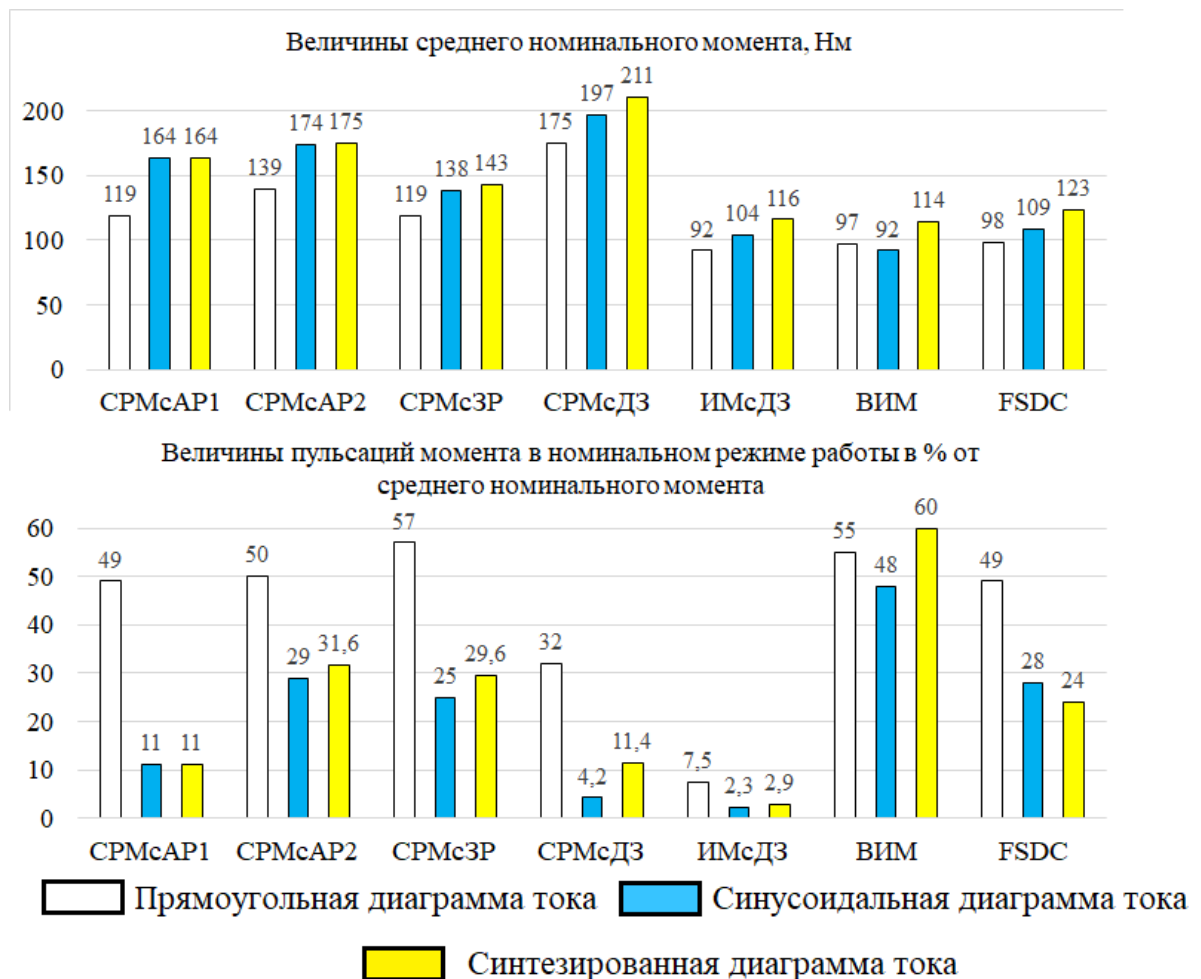


Рис. 4.25. Параметры временной диаграммы момента в номинальном режиме работы СРМ и ИМ

количества фаз статорной обмотки, оказалась наихудшей как с точки зрения величины среднего значения момента, так и с точки зрения величины его пульсаций. Синусоидальная диаграмма тока занимает промежуточное положение между прямоугольной и синтезированной. Синтезированная диаграмма тока обеспечивает большую величину среднего момента машин, чем синусоидальная, но при этом пульсации момента несколько возрастают. Эффективность алгоритма оптимизации по величине среднего момента изменяется от 0 до 10%. По результатам сопоставления машин наибольшую величину среднего номинального момента показала СРМсДЗ, затем следуют СРМсАР1, СРМсАР2 и СРМсЗР, наихудший результат у ИМсДЗ, ВИМ и FSDC. Относительно большой момент СРМсДЗ объясняется ее принципом работы, когда магнитная энергия обмоток изменяется существенно при незначительном угле поворота ротора несмотря на то, что отношение реактансов по продольной и поперечной осям у нее худшее в классе. У СРМсАР и СРМсЗР величина момента определялась уже отношением реактансов по осям, так как из-за их конструкции не наблюдается редукации скорости, которая есть у СРМсДЗ.

Наихудшие показатели ИМсДЗ объясняются размещением двух обмоток в одних пазах статора, что снижает амплитуду МДС каждой обмотки, кроме того, как и у обычной синхронной машины с обмоткой возбуждения на роторе та же амплитуда МДС в зазоре, как у СРМ, наблюдается при завышенном на 40% суммарном токе обмоток.

На рис. 4.26 показаны значения среднего перегрузочного момента и его пульсации в процентном соотношении к среднему трехфазных СРМ и ИМ. С учётом ограниченного количества фаз обмотки в процессе работы машины здесь также наблюдаются пульсации момента, которые снижают его среднее значение. Прямоугольная диаграмма тока, которая являлась наилучшей для СРМ и ИМ, в предположении бесконечного количества фаз статорной обмотки оказалась наихудшей как с точки зрения величины среднего значения момента, так и с точки зрения величины его пульсаций. Синусоидальная диаграмма тока занимает промежуточное положение между прямоугольной и синтезированной. Синтезированная диаграмма тока обеспечивает большую величину среднего момента машин, чем

синусоидальная, но при этом пульсации момента несколько возрастают. Эффективность алгоритма оптимизации по величине среднего момента изменяется от 0 до 20%. По результатам сопоставления машин наибольшую величину среднего номинального момента показали СРМсАР, затем следуют СРМсЗР, ВИМ и FSDC. Наихудший результат, напротив, у ИМсДЗ и СРМсДЗ. То преимущество, которое «работало» в номинальном режиме, при перегрузке превращается в недостаток за счет того, что поля выпучивания идут в паз, и отношение реактансов, которое и без того самое низкое в классе, снижается еще сильнее. У СРМсАР и СРМсЗР величина

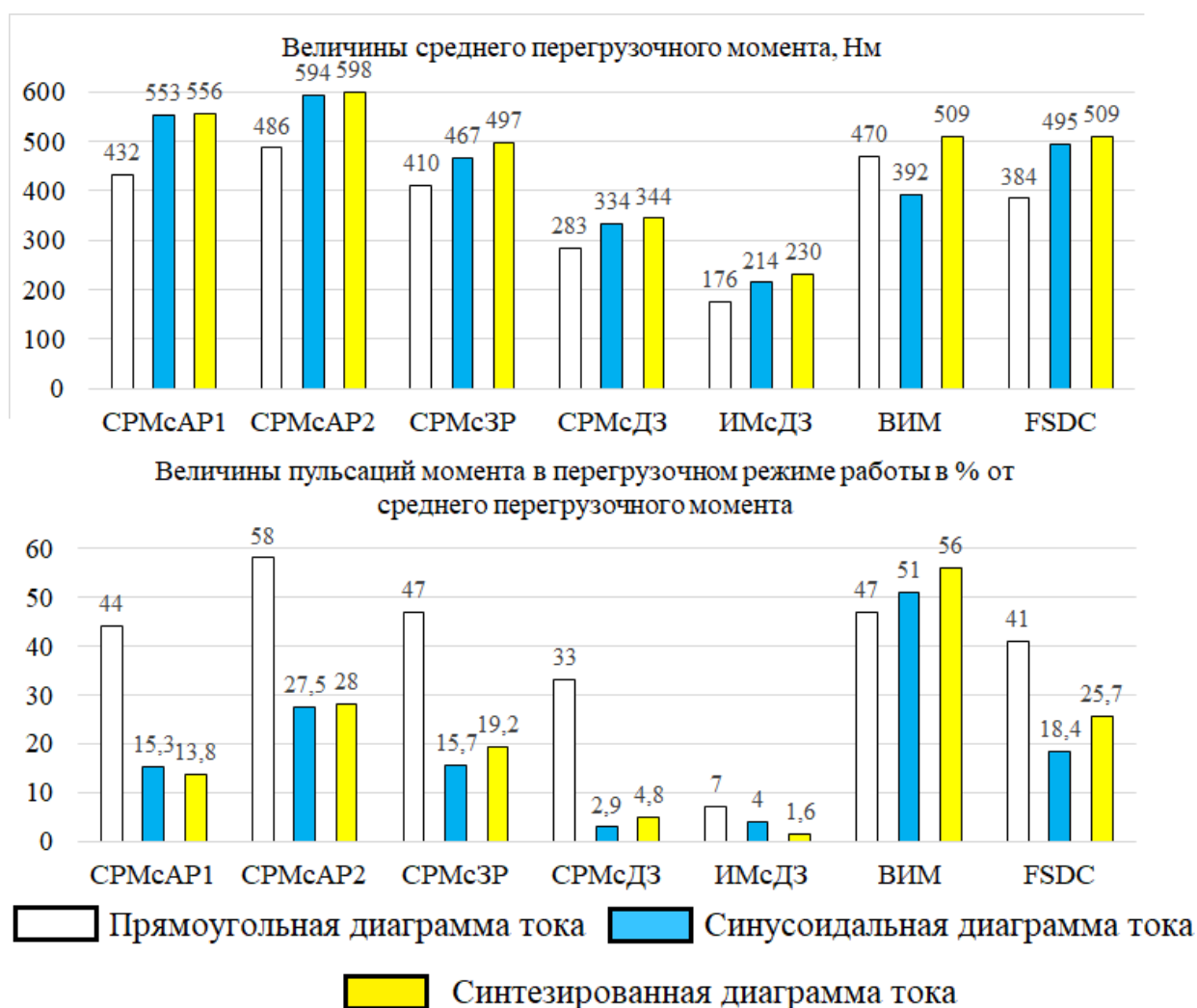


Рис. 4.26. Параметры временной диаграммы момента в перегрузочном режиме работы СРМ и ИМ

момента определялась уже отношением реактансов по осям. ВИМ, которая по показателю перегрузки была самой лучшей в классе, сейчас занимает среднее положение за счет существенного снижения момента в результате его пульсаций, хотя

по кратности перегрузки по-прежнему занимает лидирующие позиции. Здесь наибольший положительный эффект могут дать многофазные схемы питания. Пульсации момента для всех машин в классе снизились при перегрузке, что ожидаемо, из-за насыщения системы магнитный поток не столь сильно пульсирует в рабочем режиме.

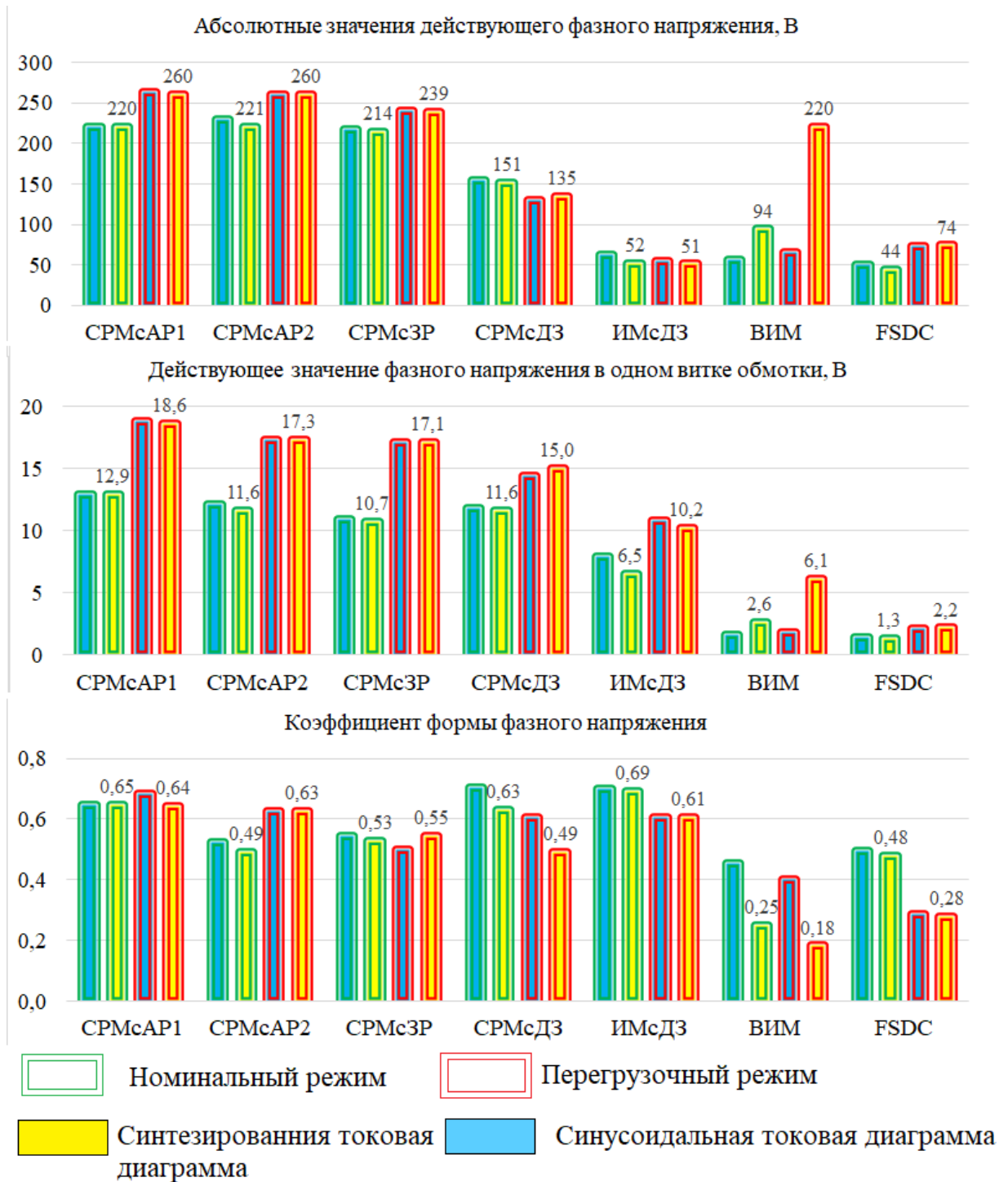


Рис. 4.27. Характеристики СРМ и ИМ по напряжению

В отличие от оптимизации магнитных систем СРМ и ИМ здесь не нужно рассчитывать интегральный эффект от оптимизации, так как алгоритмы управления можно менять в зависимости от нагрузки и получать наилучшие характеристики машины.

На рис. 4.27 показаны характеристики СРМ и ИМ по напряжению. Наибольшие величины абсолютного напряжения наблюдаются у СРМсАР1, СРМсАР2 СРМсЗР, у СРМсДЗ значение напряжения снижено из-за меньшего количества витков обмотки. По показателю действующего значения на один виток эти четыре машины примерно равны. Только при перегрузке этот показатель у СРМсДЗ несколько снижен из-за выхода полей выпучивая в паз. Низкие значения напряжения ИМсДЗ объясняются малым количеством витков силовой обмотки из-за размещения сразу двух обмоток (силовой обмотки и обмотки возбуждения) в одних и тех же пазах статора. Несколько меньшее отставание по этому показателю для ИМсДЗ по напряжению, приходящемуся на один виток обмотки. У ВИМ и FSDC напряжения снижены относительно других машин класса из-за сильного насыщения магнитной системы в согласованном и близком к согласованному положению зубцов статора и ротора. Насыщение еще вызвано и тем, что машина работает в одноимпульсном режиме, который является самым выгодным с точки зрения получения максимального удельного момента. При этом ток в каждом момент времени в одной из обмоток задается таким, что потери в меди соответствуют потерям в меди других машин, где все обмотки работают одновременно.

Общей тенденцией для всех машин класса является увеличение напряжения, приходящего на один виток обмотки при перегрузке, что закономерно из-за некоторого возрастания индукции в зазоре, несмотря на сильное насыщение магнитной системы [8].

Общая расчетная формула, связывающая показатели по напряжению и механическую мощность:

$$m_f \cdot U \cdot I \cdot K_M = M \cdot \omega; \quad (4.35)$$

Коэффициент полезного действия исследуемых машин на текущем этапе принимается равным 100%, поэтому вся входная мощность за вычетом реактивной составляющей и мощности искажений преобразуется в полезную мощность на валу машины.

Коэффициент формы фазного напряжения занижен только у ВИМ и FSDC машин из-за значительных перенапряжений (особенно у ВИМ), возникающих при отключении тока в фазной обмотке при подходе зубцов ротора к согласованному положению с зубцами статора. В этот момент времени в обмотке запасено достаточное количество энергии, которое нужно израсходовать за малый промежуток времени.

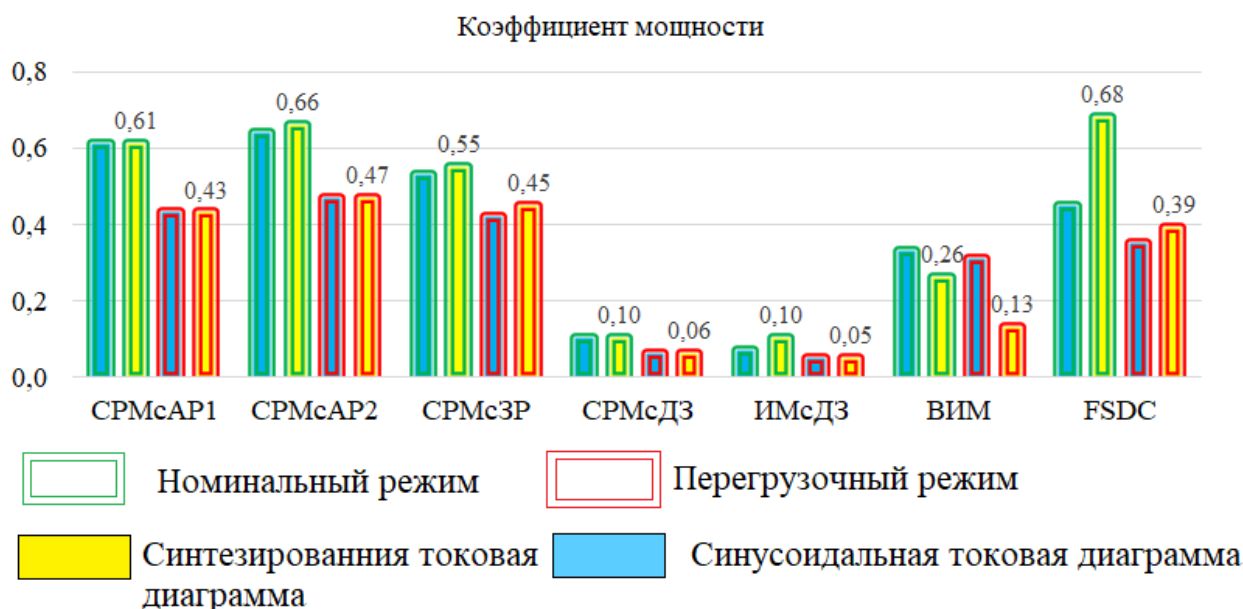


Рис. 4.28. Коэффициенты мощности для СРМ и ИМ

На рис. 4.28 показаны значения коэффициента мощности для машин класса. Закономерным является снижение этого показателя при перегрузке. Наилучшие показатели у CPMсAP1, CPMсAP2 и CPMсЗР. Для этих машин все определяется соотношением реактансов по продольной и поперечной осям. Средние значения коэффициента мощности у ВИМ и FSDC. Самые низкие значения у машин с двухсторонней зубчатостью из-за малого отношения реактансов по осям.

Следует отметить, что коэффициент мощности снижается у машин исследуемого класса не за счет малой активной мощности на выходе и момента, а за счет

завышенного значения напряжения фазных обмоток. Вклад в это напряжение вносит реакция якоря, которая присутствует у всех машин класса, и при этом никак не компенсируется, как например, в машинах постоянного тока. В асинхронных машинах реакция якоря компенсируется естественным образом за счет появления в токе статора составляющей тока ротора, которая и компенсирует эту реакцию якоря. В синхронных машинах с обмоткой возбуждения на роторе реакция якоря может быть частично скомпенсирована током возбуждения.

Выводы по главе 4

1. Получила развитие и обобщена теория формирования управляющих воздействий с возможностью задания несинусоидальной формы фазного тока в многофазных электрических машинах, заключающаяся в определении оптимальных законов управления фазными токами для всего класса синхронных реактивных и индукторных машин по критерию максимального момента и с учетом характера момента сопротивления со стороны технологического механизма. Определен эффект отказа от синусоидальной формы фазного тока в пользу более сложных законов управления для широкого диапазона мощностей. Установлено, что в машинах малых и средних мощностей этот эффект варьируется от 0% до 30%, а в машинах больших мощностей эффективность оптимизации достигала порядка 35%. Полученные значения объяснены делением подводимой к электромеханическому преобразователю электрической мощности путем увеличения фаз статорной обмотки до 6-ти и выше. Это привело к сокращению разницы между средним и максимальным значениями электромагнитного момента, снижению величины его пульсаций, сокращению величин фазных зон обмоток, и, в конечном счете, увеличению эффекта отказа от синусоидальной формы тока статорных обмоток.

2. Решением комплексной задачи оптимизации формы управляющих воздействий класса синхронных реактивных и индукторных машины было определено содержание высших гармоник в оптимальной форме фазного тока. Так, для следующих типов электрических машин: синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью и индукторная машина с двухсторонней зубчатостью – оптимальная форма тока в фазных обмотках содержала первую и третью гармонику, при этом эффект от оптимизации оценивался 10-ти процентным и 15-ти процентным увеличением среднего значения момента для трехфазных и шестифазных электрических машин соответственно. Такая форма фазного тока для этих типов машин обусловлена содержанием высших гармоник проводимостей магнитного потока зубчатого ротора, которые полезно взаимодействуют с высшими гармониками фазного тока. В то же время, в вентильно-индукторной машине оптимальная форма тока содержала нулевую

гармонику, а также четный ряд гармоник 2, 4, 8, 10 и достигаемый эффект оценивался 30-ти процентным и 35-ти процентным увеличением среднего значения момента для трехфазных и шестифазных машин соответственно. Полученная форма управляющих воздействий объяснена конструктивными особенностями магнитной системы (малое количество зубцов статора и ротора) и переходом к более выгодным в этом случае зубцовым фазным обмоткам. Для FSDC оптимальная форма тока содержала 2, 4 и 6 гармоники, при этом развиваемый электромагнитный момент увеличивался на 13% и 20% для трехфазных и шестифазных машин соответственно, и связано это с особенностями магнитной системы, как и в случае вентильно-индукторной машины, а также с особенностями выполнения обмотки: катушки охватывают пару зубцов, при этом силовые обмотки и обмотки возбуждения сдвинуты по окружности расточки статора друг относительно друга на одно зубцовое деление.

3. Для синхронных реактивных машин с анизотропным ротором оптимизация управляющих воздействий не дала положительных результатов. Здесь наилучшим являлось гармоническое управляющее воздействие для всего диапазона мощностей. Это объяснено конструкцией анизотропного ротора, при которой распределение индукции в зазоре близко к синусоидальному, при этом проводимость ротора менялась при его повороте по гармоническому закону вдоль всей длины воздушного зазора, и высшие гармоники управляющих воздействий не оказывали полезного эффекта.

ГЛАВА 5. УЧЕТ ПОТЕРЬ В СТАЛИ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Задачей главы является поиск и верификация наиболее точной модели расчета потерь в стали СРМ и ИМ. Исследование влияния потерь в стали на удельные показатели и управляющие воздействия.

5.1. Уточнение моделей синхронных реактивных и индукторных машин с учетом потерь в магнитной системе

Разработка новых методов расчета потерь в стали электромеханических преобразователей связана с их питанием от электрических преобразователей и появлением высших гармонических фазного тока, особенностями магнитных систем СРМ и ИМ, способствующими появлению высших гармонических индукции в зазоре, а также учетом особенностей проектирования исследуемого класса электрических машин для расширенного диапазона скоростей и моментов нагрузки, фазного тока [86, 92, 110, 151, 171, 167, 193, 219]. Из уравнений Максвелла [145] потери в стали разделяются на потери от вихревых токов и потери на гистерезис. Они рассчитываются по формулам:

$$p_{ec} = \frac{1}{\gamma \cdot \int \int dt dv} \int \int \frac{J_e^2}{\sigma} dt dv$$
$$p_{hyst} = \frac{1}{\gamma \cdot \int \int dt dv} \int \int \vec{B} \cdot d\vec{H} \cdot dv$$
(5.1)

где γ – плотность материала (кг/м^3); σ – проводимость материала (См/м); J , B , H – вектора плотности тока, индукции и напряженности магнитного поля.

Исторически сложилось, что расчет потерь в стали осуществляли аналитическими методами. Это связано с низким уровнем развития вычислительной и информационной электроники до настоящего времени. Вторая проблема связана со сложностью сбора данных о свойствах материала, в котором определяются потери. Площадь петли гистерезиса пропорциональна потерям и является функцией частоты перемагничивания, амплитуды переменной составляющей индукции и наличия

постоянной составляющей [92]. Рассмотрим известные аналитические методы определения таких потерь. Все аналитические методы можно разделить на три группы: методы на основе модели Штейнмица (первая группа), методы разделения потерь (вторая группа) и гистерезисные модели (третья группа).

Первая группа моделей

Модифицированный Штейнмиц (Modified Steinmetz Equation – MSE) [150]. Потери в стали на килограмм массы предлагается рассчитывать по формуле:

$$P_{MSE} = (C_m \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_{max}^\beta) \cdot f_r \quad (5.2)$$

где C_m – эмпирический коэффициент удельных потерь при фиксированной частоте и амплитуде индукции; $1 < \alpha < 2$, $1,5 < \beta < 3$ – коэффициенты, которые зависят от частоты; B_{max} – максимальное значение индукции за период $T_r = 1/f_r$, f_{eq} – эквивалентная частота, которая рассчитывается по формуле:

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^{T_r} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (5.3)$$

где $\Delta B = B_{max} - B_{min}$ – разница между максимальным и минимальным значениями индукции.

Предлагается учитывать постоянную составляющую индукции коррекцией коэффициента C_m :

$$C_{m,new} = C_m \cdot \left(1 + k_1 \cdot B_{DC} \cdot e^{\frac{-B_{AC}}{k_2}} \right) \quad (5.4)$$

где B_{DC} – значение постоянной составляющей индукции; B_{AC} – амплитудное значение переменной составляющей; k_1 и k_2 – эмпирические коэффициенты.

Обобщенный Штейнмиц (Generalized Steinmetz Equation – GSE) [179]. Здесь удельные потери предлагается рассчитывать по формуле:

$$P_{GSE} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_1 \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (5.5)$$

где $k_1 = \frac{C_m}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos(\omega t)|^\alpha \cdot |\sin(\omega t)|^{\beta-\alpha} d(\omega t)}$ – коэффициент пропорциональ-

ности; ω – угловая частота синусоидального воздействия того же периода.

Трудности здесь возникают с определением коэффициента пропорциональности. В [185] авторами вводятся понятия эффективной амплитуды индукции B_e и частоты f_e . Это позволяет использовать классическую формулу расчета потерь по Штейнмицу:

$$P_{MSE} = C_m \cdot f_e^\alpha \cdot B_e^\beta \quad (5.6)$$

Улучшенный обобщенный Штейнмиц (improved Generalized Steinmetz Equation – iGSE). Здесь удельные потери предлагается рассчитать по формуле:

$$P_{iGSE} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T k_2 \cdot \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \quad (5.7)$$

где $k_2 = \frac{C_m}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos(\omega t)|^\alpha \cdot 2^{\beta-\alpha} d(\omega t)}$ – коэффициент пропорциональности; ω

– угловая частота синусоидального воздействия того же периода.

Достоинством метода является простота определения коэффициента пропорциональности, но метод не учитывает постоянную составляющую индукции, так как осуществлен переход от функции индукции к разности между пиковыми значениями.

Существует еще более улучшенный вариант этого метода, где формула (5.7) усложняется, появляются дополнительные коэффициенты, которые вызывают дополнительные трудности в их определении.

Натуральный Штейнмиц (Natural Steinmetz Extension – NSE) [185]. Здесь удельные потери предлагается рассчитать по формуле:

$$P_{NSE} = \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{\beta-\alpha} \cdot \frac{k_3}{T} \cdot \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt \quad (5.8)$$

где $k_3 = \frac{C_m}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos(\omega t)|^\alpha d(\omega t)}$ – коэффициент пропорциональности; ω – уг-

ловая частота синусоидального воздействия того же периода.

Модели первой группы позволяют легко определить потери в стали зная коэффициенты потерь. Трудности возникают при большом спектре гармоник сигнала, так как коэффициенты меняются в функции частоты и трудно найти такие коэффициенты, которые бы давали хороший результат во всем диапазоне частот [92]. Следует еще добавить, что только модель *MSE* была разработана для расчета потерь в листах электротехнической стали. Остальные модели были разработаны для расчета потерь в ферритах [155].

Вторая группа моделей

Для того, чтобы воспользоваться этой группой моделей для несинусоидальных форм изменения индукции используют разложение в ряд Фурье и суммируют потери от каждой гармоники:

$$P_{FE} = \sum_{i=1}^n p_{FEi} \quad (5.9)$$

где n – количество гармоник.

Классическое разделение потерь. По классической теории потери в стали делятся на статические (потери на гистерезис) и динамические потери (потери на вихревые токи). Удельные потери для каждой гармоники предлагается рассчитывать по формуле:

$$p_{FE} = p_{hyst} + p_{ec} = C_{hyst} \cdot f \cdot B_{max}^2 + C_{ec} \cdot f^2 \cdot B_{max}^2 \quad (5.10)$$

где C_{hyst} – коэффициент потерь на гистерезис; C_{ec} – коэффициент потерь на вихревые токи; B_{max} – максимальное значение индукции; f – частота изменения индукции.

Потери на вихревые токи для синусоидального воздействия из (5.1) [145]:

$$p_{ec} = \frac{\pi^2 \cdot d \cdot \xi \cdot \sigma}{2 \cdot \gamma} \cdot \left(\frac{\sinh\left(\frac{d}{\xi}\right) - \sin\left(\frac{d}{\xi}\right)}{\cosh\left(\frac{d}{\xi}\right) - \cos\left(\frac{d}{\xi}\right)} \right) \cdot f^2 \cdot B_{max}^2 \quad (5.11)$$

где $\xi = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_0 \cdot \mu \cdot \sigma}}$; μ – магнитная проницаемость вещества; σ – проводимость материала (См /м); d – ширина листа стали (м); γ – плотность материала (кг/м³).

Потери на гистерезис для синусоидального воздействия из (5.1) [145]:

$$P_{hyst} = \frac{S \cdot d}{\mu \cdot \xi \cdot \gamma} \cdot \left(\frac{\sinh\left(\frac{d}{\xi}\right) + \sin\left(\frac{d}{\xi}\right)}{\cosh\left(\frac{d}{\xi}\right) - \cos\left(\frac{d}{\xi}\right)} \right) \cdot f \cdot B_{\max}^2 \quad (5.12)$$

где S – площадь петли гистерезиса.

Потери, рассчитанные по формуле (5.10), удовлетворительно совпадают с экспериментальными данными только для некоторой сплавов никеля с железом, но дают плохие результаты для кремниевых сплавов железа.

Модель Прая и Бина. Удельные потери предлагается рассчитывать по формуле:

$$P_{FEpb} = P_{hyst} + P_{ec} = C_{hyst} \cdot f \cdot B_{\max}^2 + \eta_{exc} \cdot C_{ec} \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 \quad (5.13)$$

где η_{exc} – коэффициент, который лежит в диапазоне от 2 до 3.

Модель Бертоцци. Удельные потери предлагается рассчитывать по формуле:

$$P_{FEb} = P_{hyst} + P_{ec} = C_{hyst} \cdot f \cdot B_{\max}^2 + C_{ec} \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 + C_{exc} \cdot f^{1.5} \cdot B_{\max}^{1.5} \quad (5.14)$$

где C_{exc} – коэффициент аномальных потерь.

Этот коэффициент рассчитывается по формуле:

$$C_{exc} = \sqrt{S \cdot V_0 \cdot \sigma \cdot G} \quad (5.15)$$

где S – площадь поперечного сечения листа стали; V_0 – характеризует статическое распределение локальных коэрцитивных полей и принимает во внимание размер зерна; $G = 0,136$ – безразмерный коэффициент затухания вихревых токов.

Для сплавов с высоким содержанием кремния и других примесей формулу (5.13) модифицируют:

$$P_{FEmod} = P_{hyst} + P_{ec} = C_{hyst} \cdot f \cdot B_{\max}^\alpha + C_{ec} \cdot f^2 \cdot B_{\max}^2 + C_{exc} \cdot f^{1.5} \cdot B_{\max}^{1.5} \quad (5.16)$$

где α – коэффициент, который лежит в диапазоне от 1,6 до 2,2.

Модель Бертогги справедлива, если скин-эффект проявляется незначительно в ограниченном диапазоне частот.

В [164] предлагается методика поиска коэффициентов потерь. Она используется в программном продукте *Ansys Maxwell*. Вводятся два коэффициента k_3 и k_4 . Удельные потери предлагается рассчитывать по формуле:

$$p_{FE} = k_3 \cdot B_{\max}^2 + k_4 \cdot B_{\max}^{1.5} \quad (5.17)$$

Введенные коэффициенты определяются минимизацией функционала:

$$f(k_3, k_4) = \sum_{i=1}^n \left[P_{vi} - (k_3 \cdot B_{\max i}^2 + k_4 \cdot B_{\max i}^{1.5}) \right]^2 = \min \quad (5.18)$$

где P_{vi} – удельные потери при синусоидальной индукции с частотой f_0 ; $B_{\max i}$ – максимальное значение индукции, которое соответствует потерям P_{vi} ; n – количество точек потерь в функции синусоидальной индукции при ее фиксированной частоте f_0 .

Искомые коэффициенты определяются из выражений:

$$C_{hyst} = \frac{(k_3 - C_{ec} \cdot f_0^2)}{f_0} \quad (5.19)$$

$$C_{exc} = \frac{k_4}{f_0^{1.5}}$$

Если известны потери на нескольких частотах f_j , то выражение (5.18) модифицируется:

$$f(k_3, k_4) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \left[P_{vij} - (k_3 \cdot B_{\max ij}^2 + k_4 \cdot B_{\max ij}^{1.5}) \right]^2 = \min \quad (5.20)$$

Существуют методы [181], где коэффициенты потерь не являются постоянными, а представляют собой функции от амплитудного значения индукции и ее частоты. Сложность возникает в определении коэффициентов полинома [92]. Авторы указывают на повышение точности модели в расширенном диапазоне частот и индукций. По мнению авторов, традиционная модель ограничена частотой 60 Гц и значениями индукции 0,7-1,4 Тл. Предлагаемый метод расширяет границу частоты до 400 Гц и максимальное значение индукции до 2 Тл. В [154] предлагается

улучшенная формула расчета потерь в расширенном диапазоне частот и индукций, где коэффициент α в формуле (5.16) предлагается заменить полиномом $\alpha = a + b \cdot B_{max} + c \cdot B_{max}^2$. При этом коэффициенты C_{ec} и C_{exc} – постоянные, а коэффициенты C_{hyst} , a , b и c – зависят от частоты.

Несинусоидальность для расчета потерь на гистерезис предлагается учитывать дополнительным слагаемым:

$$P_{hyst_non_sin} = C_{hyst} \cdot \left(1 + \frac{0.65}{B_{max}} \cdot \sum_{i=1}^n \Delta B_i \right) f \cdot B_{max}^\alpha \quad (5.21)$$

Расчет потерь на вихревые токи при несинусоидальной индукции предлагается рассчитывать по формуле:

$$P_{ec_non_sin} = C_{ec} \cdot \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi^2} \cdot \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (5.22)$$

Третья группа моделей

Эти модели определяют площадь петли гистерезиса для различных видов перемагничивания, путем ввода значений для внутренней коэрцитивной силы H_{CI} , индукции остаточного намагничивания B_R и коэффициента потерь на вихревые токи C_{ec} . При использовании этого подхода вычисление составляющей потерь на гистерезис основано на вычислении площади петли гистерезиса, а вычисление составляющей потерь на вихревые токи основано на классическом коэффициенте потерь C_{ec} .

Численные методы определения потерь используют результаты расчета индукции в элементах магнитной системы активной части машин методом конечно-элементного анализа. Затем вычисляются ЭДС, наведенные в этих элементах из-за изменения индукции и потока через элементарные контуры, зная величину электрического сопротивления стали можно в каждом элементе системы рассчитать величину вихревых токов (токов Фуко).

Таким образом, на основании обзора литературы в наибольшей степени для СРМ и ИМ подходит модель расчета потерь в стали на основе их разделения, причем коэффициенты потерь предпочтительно определять по формулам (5.17)-(5.20).

5.2. Верификация выбранной модели расчета потерь в стали

Условия проведения эксперимента. Для верификации модели расчета потерь в стали выбрана СРМсЗР в трехфазном исполнении с монолитным ротором, параметры которой приведены в главе 3. Электрическая машина питалась от трехфазного преобразователя частоты. Использовался алгоритм скалярного управления. Регулирование на постоянной частоте осуществлялось изменением напряжения. Кроме того, регулировалась частота питающего напряжения. Измерительным прибором, подключаемым на выход преобразователя частоты, являлся анализатор спектра Fluke 41В. Он регистрировал действующее значение линейного напряжения, потребляемую активную мощность и ток фазной обмотки. Погрешность измерения тока и напряжения у Fluke 41В 0,5%, аналогичный показатель для активной мощности – 1%.

Результаты измерений. На рис. 5.1 показаны зависимости потребляемой активной мощности СРМсЗР на холостом ходу от фазного тока для разных частот вращения. Изменение фазного тока осуществлялось регулировкой напряжения на фиксированной частоте по закону скалярного управления U/f .

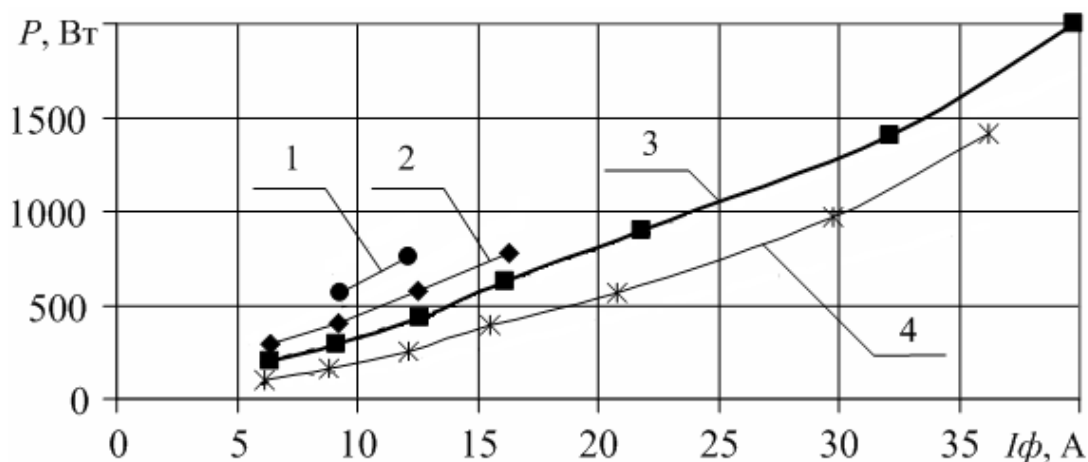


Рис. 5.1. Потери в функции фазного тока СРМсЗР для разных скоростей вращения:
1 – 3000 об / мин; 2 – 2250 об / мин; 3 – 1500 об / мин; 4 – 600 об / мин

Для выделения потерь в стали ниже выполнено разделение потерь на механические и потери в монолитном роторе. Электрические потери вычитались из измеренной потребляемой активной мощности для каждой экспериментальной точки:

$$P_0 = P - I^2 \cdot r_1, \quad (5.23)$$

где P – потребляемая активная мощность, Вт; I – величина фазного тока, А; r_1 – активное сопротивление фазной обмотки, Ом.

Механические потери. Данный тип потерь зависит от скорости вращения. На рис. 5.1 зависимости сняты для четырех скоростей вращения. Для выделения механических потерь дополнительно были сняты зависимости для 300, 900, 1200 об/мин. Если продолжить кривые рис. 5.1 до пересечения с осью ординат при нулевом фазном токе, то можно получить значение механических потерь на данной скорости. Для увеличения точности можно воспользоваться стандартом испытания электрических машин, где указано, что выделять механические потери рекомендуется методом Деттмара [32, 39]. Этот метод основан на построении зависимостей рис. 5.1 не от первой степени фазного тока, а от второй. В этом случае точки, снятые при малых фазных токах, максимально приближаются к оси ординат. В этой области сталь электрической машины не насыщена и потери в стали зависят от квадрата фазного тока, следовательно, с высокой степенью точности можно определить механические потери.

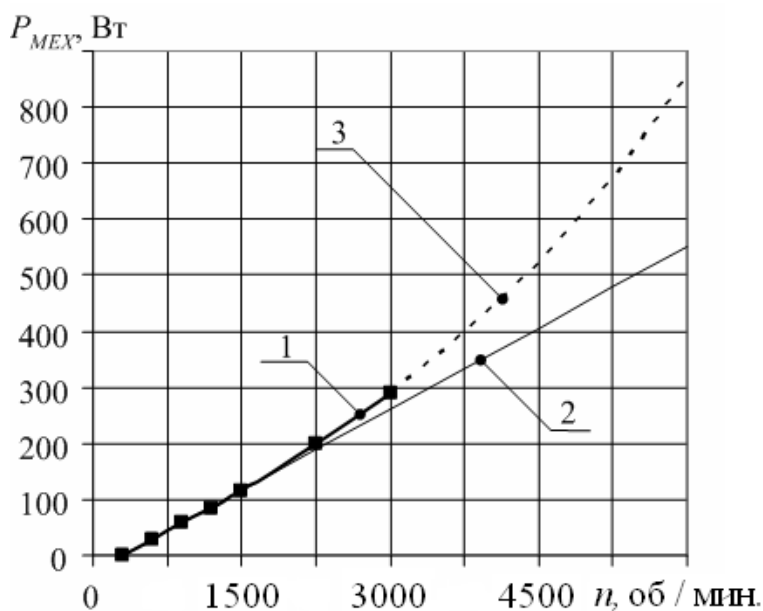


Рис. 5.2. Механические потери в функции частоты вращения ротора СРМсЗР

На рис. 5.2 показаны зависимости механических потерь в функции частоты вращения ротора СРМсЗР. Кривая 1 получена методом Деттмара. При номинальной частоте питания $f_{пит} = 50$ Гц и соответствующей её частоте вращения $\omega_H = 1500$ об/мин механические потери составили $P_{МЕХ} = 115$ Вт. Кривая 2 построена для линейного воз-

растания механических потерь, т. е. при постоянном моменте сопротивления. Такой кривой можно пользоваться с достаточной степенью точности вплоть до

частоты вращения $\omega = 3000$ об/мин. Расчётная кривая 3 иллюстрирует динамику возрастания потерь вплоть до частоты 200 Гц при тех же величинах приращения отклонений от кривой 2, что и на частотах от 50 до 100 Гц. Таким образом, предполагаемые механические потери при частоте питания $f_{пит} = 200$ Гц и скорости вращения $\omega = 6000$ об/мин составят $P_{Мех} = 850$ Вт. Эти потери в 1,5 раза выше, чем при постоянном моменте сопротивления. Увеличение момента сопротивления на повышенных скоростях вращения объясняется трением явнополюсного ротора о воздух подобно крыльчатке вентилятора с формированием механической характеристики вентиляторного типа [32].

Потери в роторе СРМсЗР. Для определения потерь в монолитном роторе СРМсЗР была проведена дополнительная серия из двух экспериментов. Первый эксперимент позволил определить зависимость потерь от частоты питающего напряжения при фиксированном отношении U/f . Второй эксперимент позволил определить зависимость потерь от величины питающего напряжения для частоты питания 50 Гц.

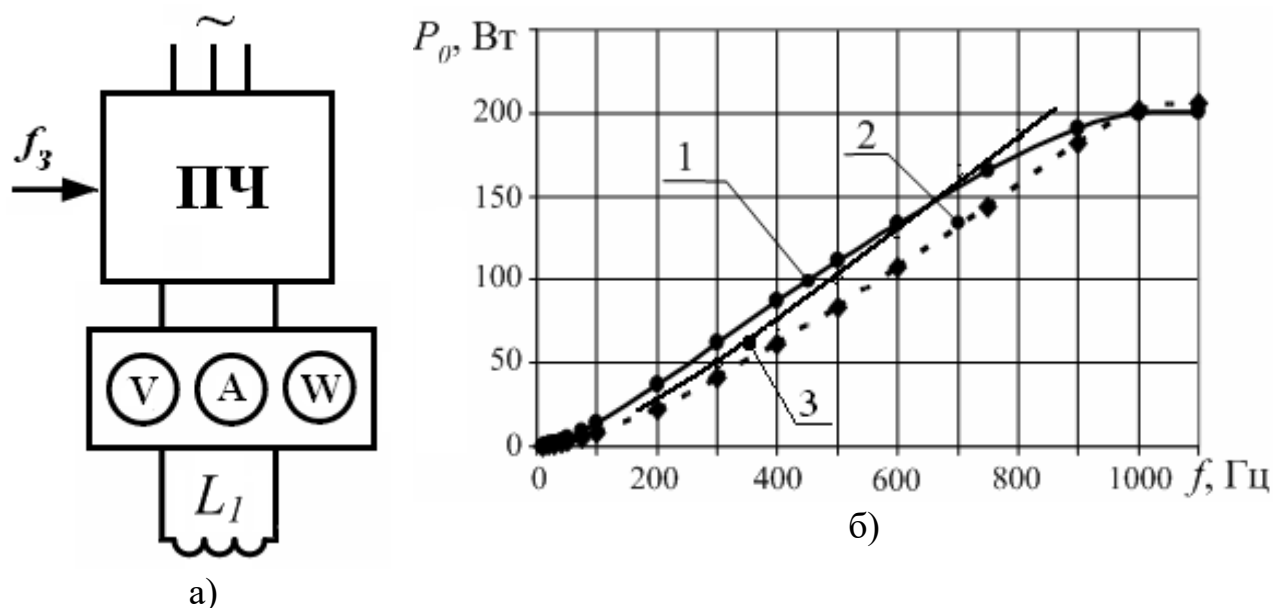


Рис. 5.3. К определению потерь в стали ротора в функции частоты его перемагничивания:
 а – схема эксперимента; б – график потерь: 1 – потоком возбуждения; 2 – потоком реакции якоря; 3 – расчётная кривая

Для определения потерь в функции частоты перемагничивания ротора СРМсЗР питание одной фазы обмотки статора осуществлялось от преобразователя

частоты (ПЧ) Control Techniques Commander SK (рис. 5.3а). Фазное напряжение U , фазный ток I и активная мощность P измерялись анализатором спектра Fluke 41 В.

На рис. 5.3б показаны зависимости потерь в стали ротора в функции частоты питающего напряжения при постоянной амплитуде потока перемагничивания. Ротор СРМсЗР оставался неподвижным. Электрическими потерями пренебрегали, так как они не превышали 5% от потерь в стали ротора. Потерями в стали статора пренебрегали, так как амплитуда пульсаций потока крайне мала для создания ощутимых потерь в его шихтованном магнитопроводе.

Для получения потерь (кривая 1, рис. 5.3б) он выставлялся так, что подключенная к ПЧ обмотка $L1$ находилась в межполюсном промежутке. Для получения потерь (кривая 2, рис. 5.3б) – подключенная к ПЧ обмотка находилась над полюсами ротора. Как следует из рис. 5.3б, при частоте пульсаций от 10 до 100 Гц потери в стали ротора возрастают быстрее, чем частота (кривые 1 и 2). При частоте пульсаций от 100 до 700 Гц потери возрастают почти линейно. При частоте от 700 до 1100 Гц величина приращения потерь сильно сокращается. Это объясняется магнитным скин-эффектом, при котором на высоких частотах резко увеличивается активное сопротивление вихревым токам в роторе СРМсЗР. Кривая 3 (рис. 5.3б) рассчитывалась по методике разделения потерь (вторая группа моделей п. 5.1) с использованием данных расчета индукции в элементах магнитопровода машины на конечно-элементной модели.

Для определения потерь в функции величины фазного напряжения питание одной фазы обмотки статора осуществлялось от лабораторного автотрансформатора TV (рис. 5.4а). Фазное напряжение U , фазный ток I и активная мощность P измерялись анализатором спектра Fluke 41 В.

На рис. 5.4б показаны зависимости потерь в стали ротора в функции величины питающего напряжения при постоянной частоте $f_{пит} = 50$ Гц. Ротор СРМсЗР оставался неподвижным. Для получения потерь (кривая 1, рис. 5.4б) он выставлялся так, что подключенная к лабораторному автотрансформатору обмотка находилась в межполюсном промежутке. Для получения потерь (кривая 2, рис. 5.4б) – подключенная к лабораторному автотрансформатору обмотка находилась над полюсами

ротора. Потери в роторе СРМсЗР при его перемагничивании потоком реакции якоря (кривая 2) оказались меньше потерь при перемагничивании ротора потоком возбуждения (кривая 1) в 2 раза. Это объясняется неравномерным распределением индукции по глубине головки полюса и, следовательно, меньшей массой активной стали [32]. Кривая 3 (рис. 5.4б) рассчитывалась также по методике разделения потерь с использованием данных расчета индукции в элементах магнитопровода машины на конечно-элементной модели. Для уменьшения потерь в роторе от высших гармонических ШИМ инвертора можно рекомендовать установку L-C фильтров на его выходе.

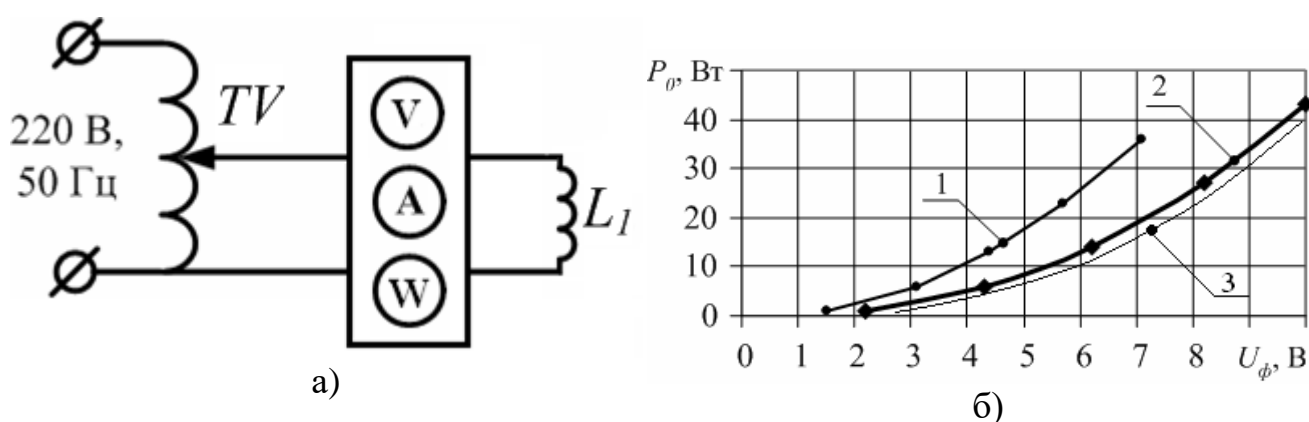


Рис. 5.4 К определению потерь в стали ротора в функции величины фазного напряжения: а – схема эксперимента; б – график потерь: 1 – потоком возбуждения; 2 – потоком реакции якоря; 3 – расчётная кривая

Потери в стали. На рис. 5.5 показаны зависимости потерь в стали в функции величины фазного тока для разных частот вращения. Эти кривые получены вычитанием механических и электрических потерь из суммарных потерь (рис. 5.1). Сплошные кривые являются экспериментальными для частот вращения от 600 до 3000 об / мин. Пунктирные кривые – расчётные. Здесь можно выделить три участка: увеличение потерь в стали по квадратичной зависимости от тока (линейный участок кривой намагничивания), линейное увеличение потерь в стали от тока (участок насыщения магнитной системы), резкое увеличение потерь в стали при сильном насыщении из-за вытеснения магнитного потока из шихтованного ярма в нешихтованную станину машины [41]. Расчётные потери в стали по этим кривым расходятся с экспериментальными потерями на 5...30 %. Такое расхождение, кроме того, объясняется наличием неучтённых потерь в стали от высших гармоник

при питании от ПЧ [4, 92, 205], уменьшением скважности импульсов ШИМ на низких скоростях вращения [47]. В номинальной точке потери в стали составили $P_0 = 900$ Вт. Расчётные потери в стали СРМсЗР составили $P_{РАСЧ} = 800$ Вт. Погрешность составила 11%.

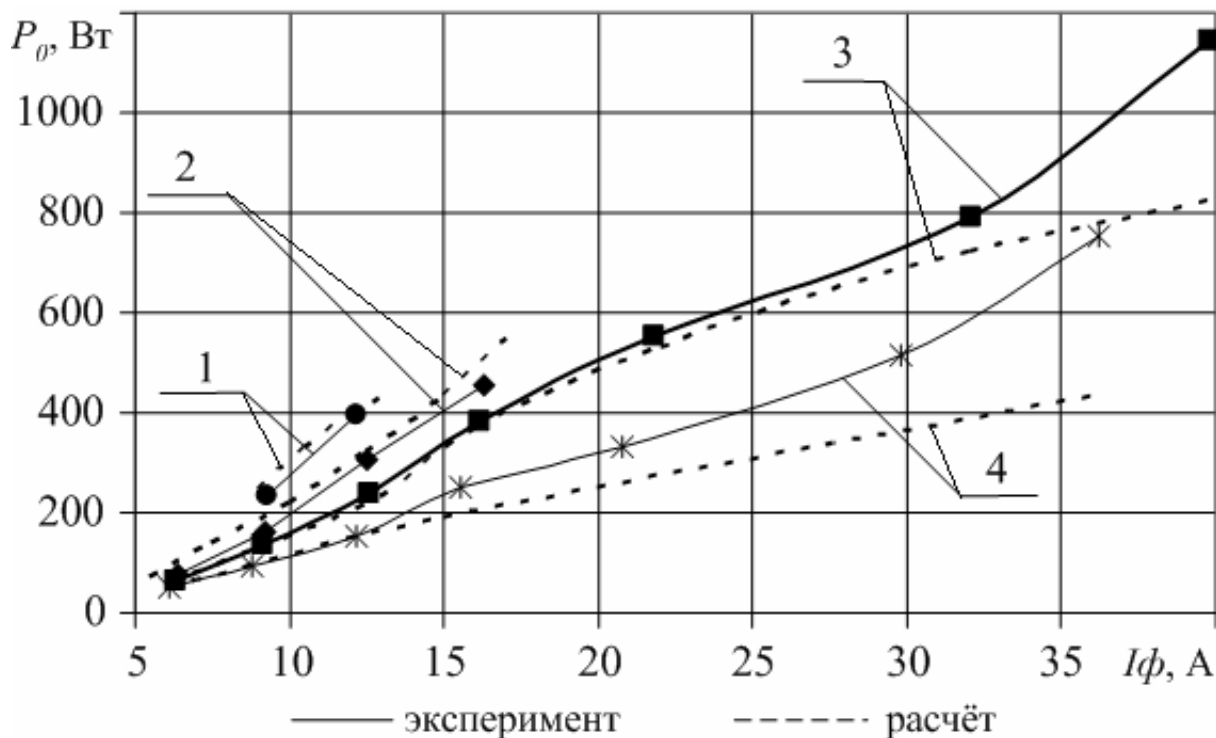


Рис. 5.5. Потери в стали функции фазного тока для разных скоростей вращения:
1 – 3000 об / мин; 2 – 2250 об / мин; 3 – 1500 об / мин; 4 – 600 об / мин

Таким образом, метод разделения потерь показал свою адекватность как при расчете потерь в шихтованном магнитопроводе, так и при расчете потерь в стали монолитного магнитопровода. Также метод показал высокую степень точности при вариации частоты питающего напряжения в широком диапазоне от 10 до 1000 Гц, что важно для дальнейших расчетов потерь от высших гармоник индукции в зазоре с учетом скин-эффекта. Расчет потерь в стали с учетом насыщения показал меньшую точность в связи с вытеснением потока в нешихтованную станину.

5.3. Анализ потерь в стали и тепловые расчёты

Описание эксперимента на математической модели. Расчет потерь в стали СРМ и ИМ был выполнен на конечно-элементных моделях, полученных в главе 3, по второй группе методик (п. 5.1). Результаты расчета потерь будут использованы

в методике выбора электрических машин (глава 6). Эксперимент на математической модели проводился следующим образом. Задавались удельные потери в стали в функции величин индукции и частоты перемагничивания. Затем осуществлялся поиск положений ротора, при которых электромагнитный момент был бы близок к нулю. Эти положения соответствовали ориентации поля по продольной и поперечной осям. При этом скорость вращения и величина тока в обмотках задавались в долях от номинальных значений: 0,25; 1; 4. Размеры элементов магнитопровода в поперечном сечении электрических машин задавались согласно рекомендациям главы 3. Гармонический состав фазных токов задавался согласно рекомендациям главы 4. Суммарные потери в стали, полученные для двух ориентаций поля усреднялись. Это позволило получить значения потерь, близкие к номинальному режиму работы. Фиксировались не только результирующие потери, но и отдельно потери в стали статора и потери в стали ротора.

Анализ потерь в стали в номинальном режиме работы. На рис. 5.6 приведены столбчатые диаграммы распределения суммарных потерь в стали в номинальном режиме работы. Величина потерь, как известно [88], зависит от двух параметров – значения частоты перемагничивания и индукции. Потери в стали в среднем поддиапазоне частот будут максимальными, в крайних поддиапазонах будут минимальными. Такое распределение объясняется постепенным увеличением потерь при переходе из крайнего поддиапазона низких частот в средний поддиапазон. В поддиапазоне высоких частот возникает магнитный скин-эффект и поле вытесняется на поверхность магнитопровода, это приводит к сокращению массы стали, в которой выделяются потери, а также к снижению величины индукции из-за увеличения магнитного сопротивления. Распределение частот перемагничивания по исследуемым машинам можно проследить по удельным потерям в стали на 1 Тл индукции, усредненной по совокупности гармонических составляющих.

Преимущественное преобладание средних и выше средних частот наблюдается у СРМсЗР, ВИМ и FSDC. Средние частоты перемагничивания в основном статора принадлежат СРМсЗР и FSDC, но количество и амплитуда гармонических этого диапазона у FSDC заметно больше, что связано с конструкцией машины с

сосредоточенными (зубцовыми) обмотками. Это выливается в конечном счете в повышенные потери в стали. У ВИМ частоты в 2 раза больше, что связано с однополярным питанием. В этом случае проявляется влияние магнитного скин-эффекта.

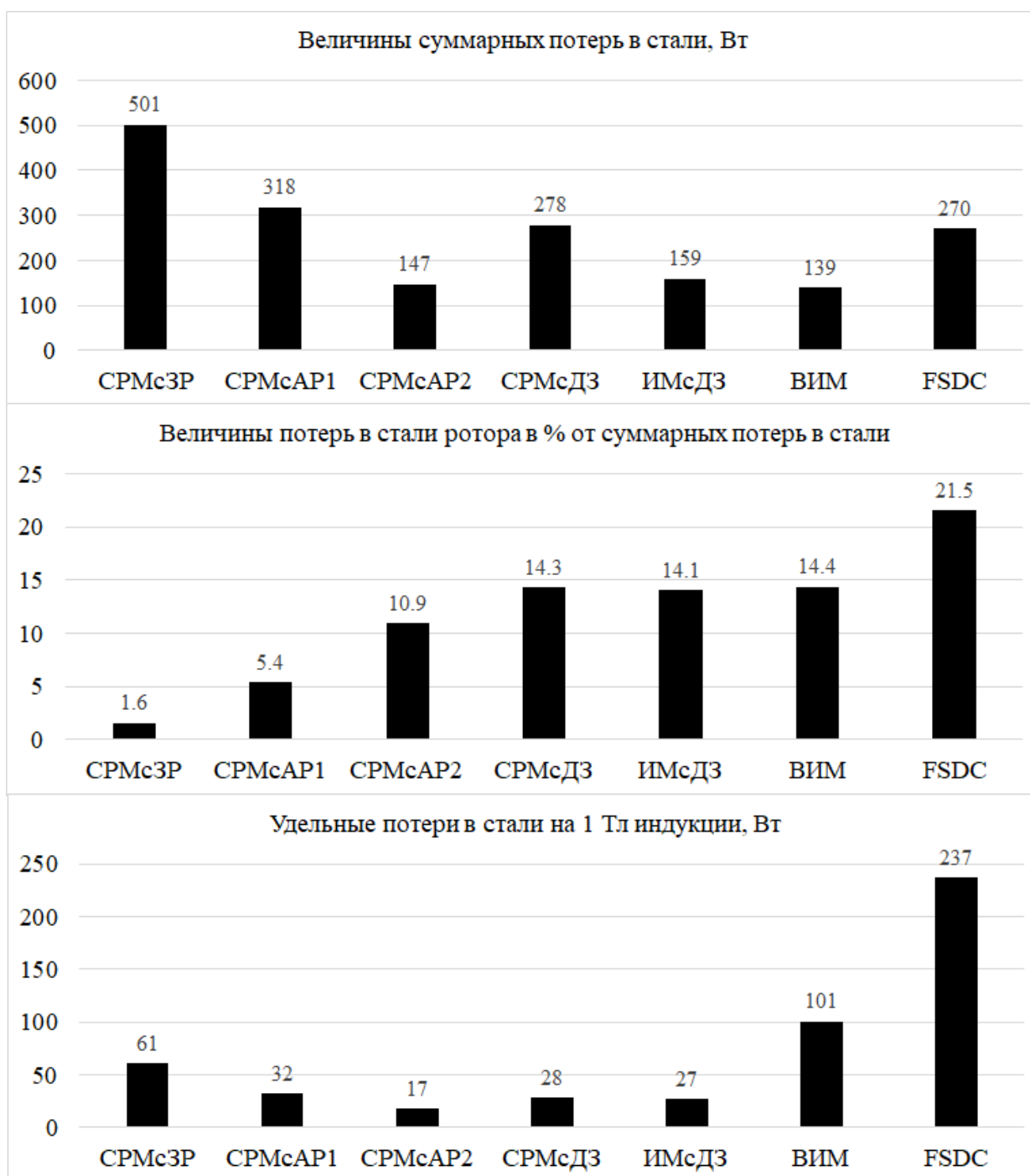


Рис. 5.6. Суммарные потери в стали СРМ и ИМ в номинальном режиме

Остальные машины с большим числом зубцов или проводящих дорожек ротора характеризуются высокочастотным перемагничиванием и, следовательно, низкими удельными потерями в стали.

Другой параметр – усредненная амплитуда индукции гармоник магнитного поля в воздушном зазоре, также разный у исследуемых машин. Его можно рассчитать, поделив суммарные потери на удельные. У группы синхронных реактивных машин (СРМсЗР, СРМсАР1, СРМсРА2 и СРМсДЗ) этот параметр примерно одинаковый и высокий. У ИМсДЗ он средний, это связано с размещением двух обмоток вместо одной в пазах статора. У ВИМ и FSDC – этот параметр самый низкий, так как в каждый момент времени «работает» только одна или две обмотки из трех.

Анализ рис. 5.6 показывает, что большая часть потерь в стали приходится на статор СРМ и ИМ (80-98% в зависимости от типа машины). Потери в стали ротора в процентном отношении от суммарных потерь также представлены на рис. 5.6 (средняя часть). У СРМсЗР гармоники индукции, которые осуществляют перемагничивание ротора, высокочастотные и малой амплитуды. Поэтому потери в роторе у этой машины самые маленькие. Амплитуда гармоник повышается от СРМсАР1 к СРМсАР2 за счет выполнения ротора с большим количеством дорожек для проведения магнитного потока. Машины с двухсторонней зубчатостью обладают максимальной амплитудой высших гармоник, сопоставимой с основной гармоникой (СРМсДЗ, ИМсДЗ, ВИМ и FSDC). Дополнительно к этому у FSDC более низкая частота гармоник и большая из них приходится на средний поддиапазон, отсюда самые большие потери в роторе в долях от суммарных потерь стали.

Анализ потерь в стали в расширенных диапазонах тока и скорости. На рис. 5.7 показаны зависимости относительных потерь в стали СРМ и ИМ от величины тока в фазных обмотках при постоянной скорости, равной номинальному значению. За базу потерь выбраны потери в СРМсЗР при номинальных значениях скорости и тока (см. рис. 5.6). По своему характеру эти зависимости повторяют кривую намагничивания стали, так как амплитуда индукции является определяющей для величины потерь. Вторым по значимости фактором, влияющим на характер данной зависимости, является амплитуда высших гармонических, возникающих из-за зубчатостей статора и ротора.

Наибольший рост потерь в стали наблюдается у ВИМ (в 5,2 раза), так как здесь есть большой резерв роста индукции в зазоре при сохранении амплитуды высших

гармонических. На втором месте располагаются СРМсАР1 (в 2,4 раза) и СРМсАР2 (в 2,3 раза), так как здесь нет резерва роста индукции, но при этом сохраняются высшие гармоники индукции в зазоре. На третьем месте располагаются ИМсДЗ (в 2,06 раза) и FSDC (в 2,04 раза). В этом случае у ИМсДЗ меньшие резервы роста индукции, но при этом пропадают высшие гармонические индукции из-за резкого снижения реактансов по осям машины. У FSDC большие резервы увеличения индукции, но высшие гармоники индукции, которые играют доминирующую роль в величине потерь в стали для этой машины (см. рис. 5.6) сильно уменьшаются из-за одинаковой геометрии в номинальном режиме и в режиме перегрузки (см. табл. 4.1). На четвертом месте располагаются СРМсДЗ (в 1,55 раза) и СРМсЗР (в 1,51 раза). При отсутствии резервов роста индукции резко уменьшается амплитуда высших гармонических для этих машин из-за насыщения стали и снижения реактансов по осям машины.

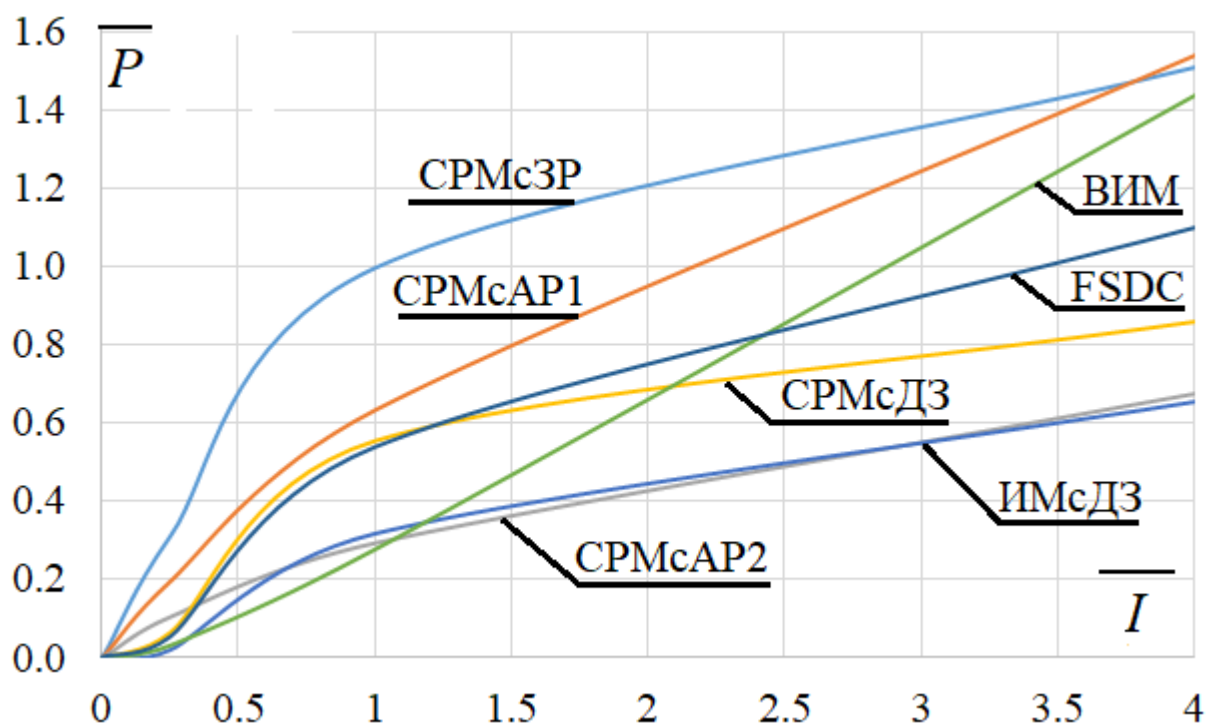


Рис. 5.7. Относительные потери в стали СРМ и ИМ в функции тока

На рис. 5.8 показаны зависимости потерь в стали СРМ и ИМ в функции скорости при постоянном токе в фазных обмотках. Характер зависимостей в этом случае на скоростях до номинальных значений приближен к квадратичной функции.

С увеличением скорости возникает магнитный скин-эффект, когда магнитное поле вытесняется на поверхность магнитопровода, и темп нарастания потерь снижается. Зависимость приобретает почти линейный характер. По распределению потерь в стали между типами машин складывается следующая картина.

Наибольший рост потерь в стали наблюдается у ВИМ (в 17,2 раза), так как занимая второе место по удельным потерям на единицу индукции магнитного поля (см. рис. 5.6), имеет невысокую долю гармонических индукции высокого порядка и при увеличении частоты в 4 раза действие магнитного скин-эффекта не столь велико. На втором месте располагаются СРМсЗР (в 13,5 раза), FSDC (в 13,4 раза) и СРМсАР1 (в 13,3 раза). У FSDC с возрастанием частоты в 4 раза потери от высших гармонических индукции, которые давали самые большие удельные потери в исследуемом классе машин, заметно снижаются из-за сильного влияния магнитного скин-эффекта. У СРМсЗР и СРМсАР1 потери в стали возрастают пропорционально удельным потерям с стали в номинальном режиме работы (см. рис. 5.6) На третьем месте располагается СРМсДЗ (в 12,1 раза). Здесь также потери в стали возрастают пропорционально величине удельных потерь в стали на единицу индукции магнитного поля в номинальном режиме. На четвертом месте располагаются СРМсАР2 (в 10,5 раза) и ИМсДЗ (в 10,4 раза). Здесь также потери в стали возрастают пропорционально величине удельных потерь в стали на единицу индукции магнитного поля в номинальном режиме.

По результатам моделирования в расширенном диапазоне скорости соотношение составляющих потерь в стали на вихревые токи и гистерезис менялось таким образом, что на малых скоростях доминирующей являлась величина потерь на гистерезис, а на высоких скоростях – величина потерь на вихревые токи. Такой эффект объясняется инерционностью доменов стали, которая не позволяла совершить полный цикл перемагничивания на высоких частотах и площадь петли гистерезиса заметно сокращалась.

По результатам моделирования в расширенном диапазоне изменения тока статорных обмоток потери на гистерезис и вихревые токи имени сопоставимую величину.

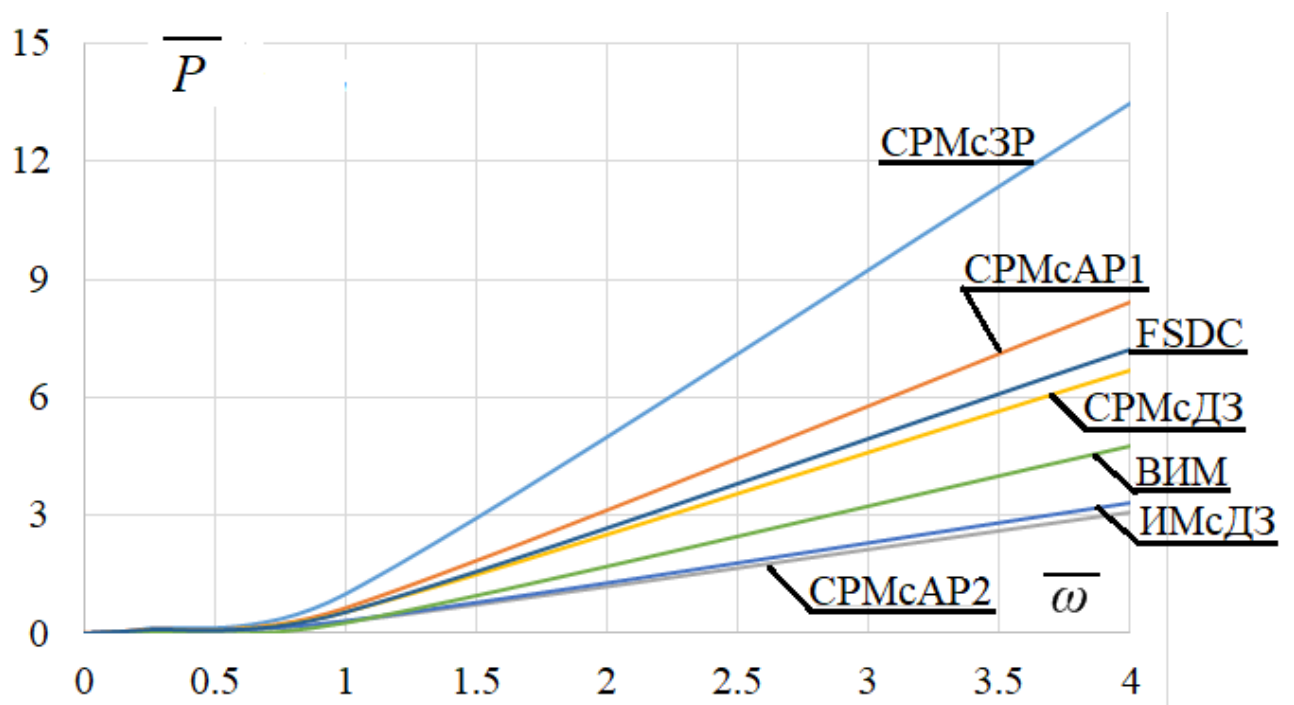


Рис. 5.8. Относительные потери в стали СРМ и ИМ в функции скорости

На рис. 5.9 показана поверхность, отражающая зависимости потерь в стали СРМ и ИМ от тока и скорости. Здесь прослеживаются те же закономерности, что и на рис. 5.7 и рис. 5.8.

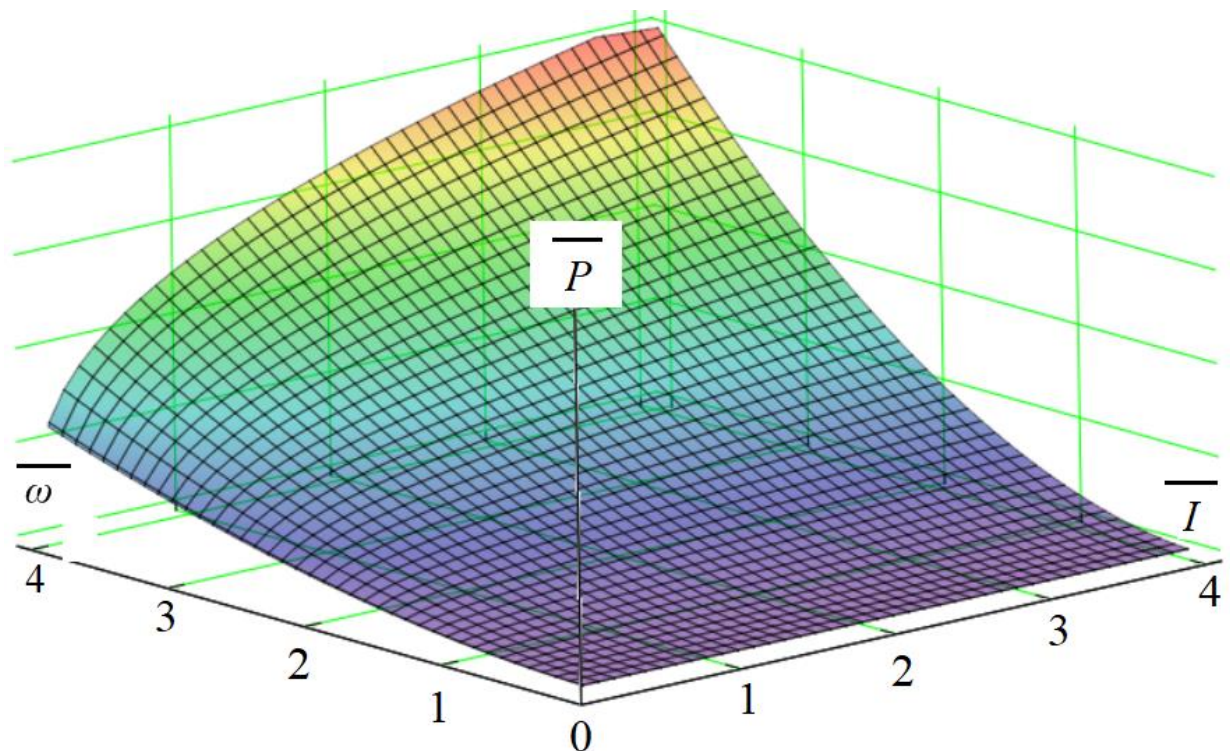


Рис. 5.9 Потери в стали СРМ и ИМ: в функции тока и скорости

Тепловые расчеты. По известной картине локализации потерь по сечению или объему электрической машины тепловые расчеты могут быть выполнены по стандартным методикам либо с помощью тепловых схем замещения, либо в системе конечно-элементного анализа [16, 207]. Количество уравнений и трудоемкость расчета в тепловой схеме замещения зависит от количества элементов. В системе конечно-элементного анализа сходимость расчета зависит от степени упрощения геометрии машины, особенно в трехмерной постановке. На рис. 5.10 приведена для примера трехмерная тепловая модель СРМсЗР.

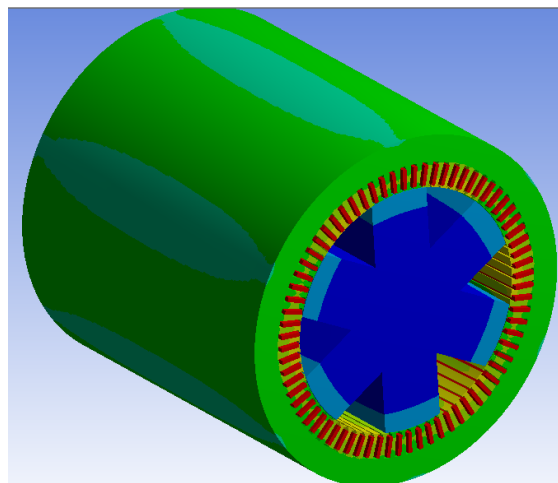


Рис. 5.10. Трехмерная тепловая модель магнитопровода СРМсЗР

Полученные потери в конечно-элементной системе ANSYS Maxwell при номинальном значении тока в статорных обмотках экспортировались в тепловую конечно-элементную модель ANSYS Transient-thermal. В принятой математической модели учитывался лучистый и конвективный теплообмен между обмоткой и магнитопроводом. Как и ожидалось, наиболее горячей получается обмотка, которая выделяет тепло, по большей части в статор. Ротор же при этом нагревается гораздо меньше. Для корректности расчета результаты моделирования проверялись на лабораторном образце СРМсЗР, выполненного на базе асинхронного двигателя 4А100L4. На рис. 5.11 приведены результаты эксперимента [120]. Тепловые расчеты позволяют определить предельное время работы в зонах перегрузок по току и моменту, а также в зонах повышенных скоростей вращения.

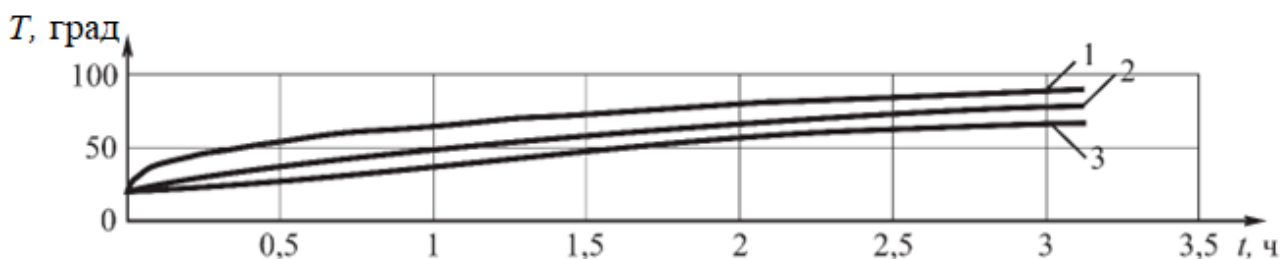


Рис. 5.11. Результаты теплового эксперимента: 1 – обмотка, 2 – станина, 3 – ротор

5.4. Коррекция управляющих воздействий с учетом потерь в стали

При питании обмоток СРМ и ИМ от источников тока возникает задача поиска наилучшего гармонического состава и величины сдвига каждой гармонической по оси времени относительно продольной магнитной оси ротора с точки зрения поддержания максимального значения момента с учетом потерь в стали. Как правило, в электроприводах на базе СРМ и ИМ контур момента образует система «источник тока-фазная обмотка» [29, 36, 143, 165]. При малых значениях потерь в стали наилучший гармонический состав и сдвиг совокупности гармоник управляющих токовых сигналов относительно продольной магнитной оси ротора получены в главе 4. В случае больших значений скорости вращения ротора или высоких перегрузок электрических машин потери в стали существенно возрастают (см. рис. 5.9) и негативно влияют на эффективность электромеханического преобразования, рабочая точка будет расположена не на максимуме угловой характеристике. Если не принимать меры по коррекции управляющих воздействий, то электромагнитный момент существенно снизится. Увеличение удельного момента за счет смещения гармонических по оси времени относительно продольной оси ротора объясняется тем, что приведенный ток в первичной обмотке от вторичной обмотки, образованной проводящими контурами в теле ротора, больше по поперечной оси ротора, чем по продольной оси. Это вызвано разными значениями реактансов по осям [218]. Коррекция гармонического состава объясняется разным относительным увеличением амплитуды каждой гармонической тока из-за разной частоты гармонических.

Реализовать коррекцию предлагается путем внедрения в систему управления наблюдателя [210, 120] и синтеза оптимального регулятора момента, либо путем введения регистратора мгновенной активной мощности на входе электромеханического преобразователя и формирования алгоритма корректировки управляющих сигналов. Коррекция системы управления позволяет выбрать величины вектора корректирующих воздействий по фазовому сдвигу и амплитуде каждой гармоники.

Синтез наблюдателя синхронной реактивной машины. В качестве примера рассмотрим синтез наблюдателя шестифазной СРМ, питаемой двумя трехфазными синусоидальными системами тока. В случае несинусоидальности питающих токов

токи в координатных осях d - q помимо постоянной составляющей будут содержать произвольный ряд гармоник переменной составляющей. На входы проектируемого наблюдателя [120] шестифазной синхронной реактивной машины (рис. 5.12) поступают четыре сигнала величин токов в системе координат d - q от каждой трёхфазной системы I_{d1} , I_{q1} , I_{d2} , I_{q2} и скорость ω , которая измеряется датчиком скорости ДС. На выходах наблюдателя формируются сигналы модуля потокосцепления ψ_m и электромагнитного момента M . Переход к трёхфазной СРМ возможен за счет уменьшения количества сигналов, поступающих на вход наблюдателя, до двух.

Параметрами наблюдателя являются: индуктивность по продольной оси L_d , Гн; индуктивность по поперечной оси L_q , Гн; число пар полюсов p ; число параллельных ветвей a ; коэффициент насыщения магнитной системы машины k_{nas} и сопротивление вихревым токам R_m , Ом. Основная часть параметров наблюдателя, кроме k_{nas} и R_m , определяется экспериментальным путем по методикам, изложенным, например, в [39]. Коэффициент насыщения магнитной системы машины k_{nas} определяется из кривой намагничивания, которая должна быть получена либо экспериментально, либо из справочной литературы. Сопротивление вихревым токам R_m может быть рассчитано по формуле [218]:

$$R_m = 1,5 \cdot \frac{U_H^2}{P_H^{CT}}, \quad (5.24)$$

где U_H – номинальное значение напряжения фазной обмотки; P_H^{CT} – номинальное значение потерь в стали.

Токи по осям d и q получаются суммированием соответствующих токов от каждой трёхфазной системы с последующим делением на число параллельных ветвей a (рис. 5.12). Из полученных токов вычитаются соответствующие токи I_d^* и I_q^* по осям от потерь в стали СРМ. Результат по поперечной оси I_q' умножается на величину индуктивности по поперечной оси L_q и получается потокосцепление ψ_q . Результат по продольной оси I_d' подается на блок 2 (рис. 5.12) учёта насыщения по оси d . В этом блоке потокосцепление ψ_d возрастает пропорционально току с

коэффициентом пропорциональности L_d только до номинальных значений, затем возрастает с коэффициентом пропорциональности k_{nas} .

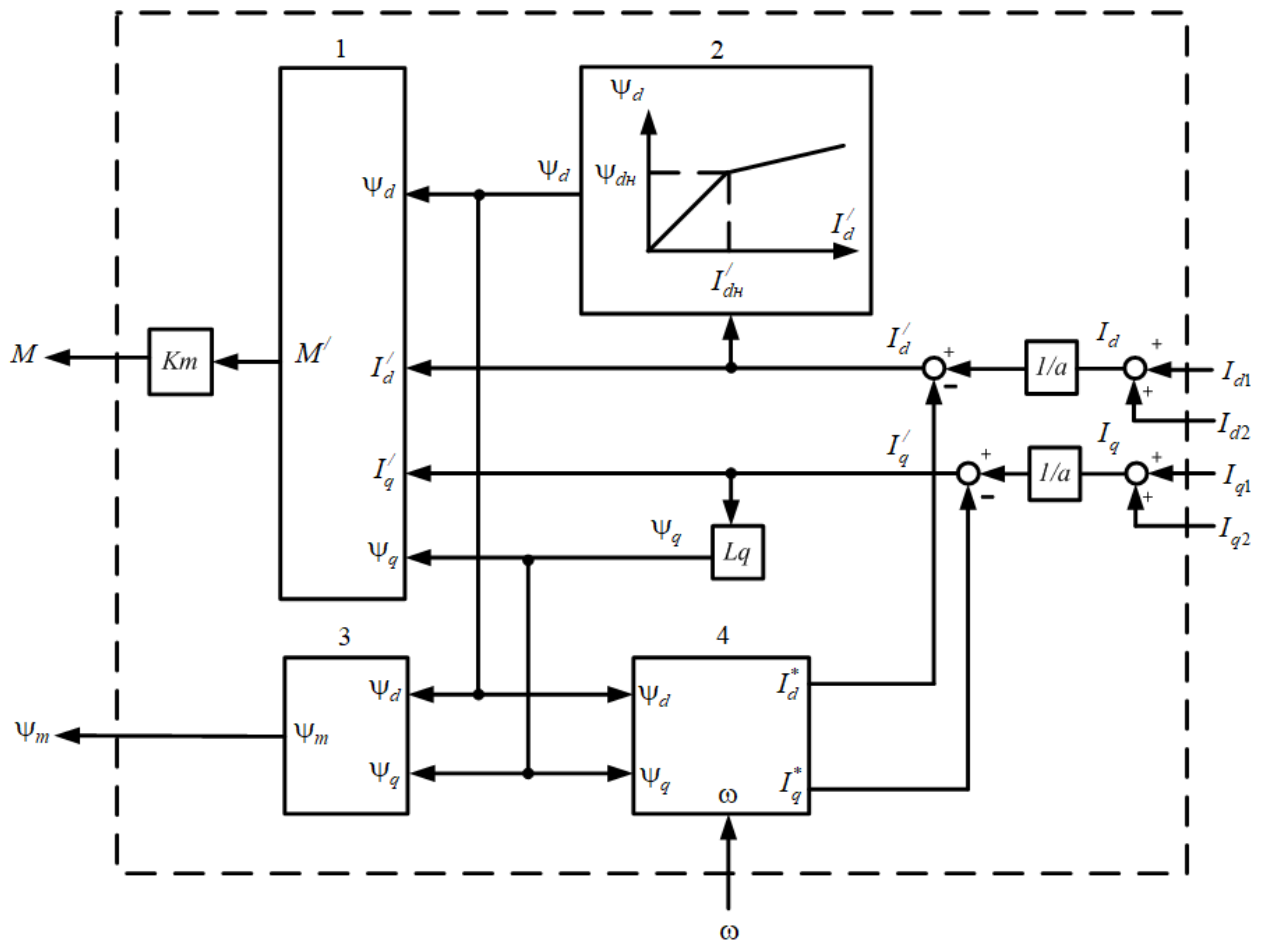


Рис. 5.12. Наблюдатель синхронной реактивной машины

На вход блока 3 подаются потокосцепления по осям. Он осуществляет расчет модуля вектора результирующего потокосцепления по формуле:

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \quad (5.25)$$

На вход блока 4 подаются потокосцепления по осям и скорость ротора. Он вычисляет составляющие токов по осям, которые возникают из-за потерь в стали по формулам:

$$I_d^* = \frac{d\Psi_d/dt - \omega \cdot \Psi_q}{R_m};$$

$$I_q^* = \frac{d\Psi_q/dt + \omega \cdot \Psi_d}{R_m}. \quad (5.26)$$

На вход блока 1 подаются потокосцепления по осям и токи по осям I'_q и I'_d . Он вычисляет величину, пропорциональную электромагнитному моменту по формуле:

$$M' = I'_q \cdot \Psi_d - I'_d \cdot \Psi_q \quad (5.27)$$

Для расчета электромагнитного момента результат расчета по формуле (5.27) нужно умножить на коэффициент K_m , который получается следующим образом: сначала вычисляется активная электрическая мощность по формуле:

$$\begin{aligned} P_{эл} &= m_f \cdot I_H \cdot E_H \cdot \cos \varphi = \\ &= m_f \cdot I_H \cdot \frac{\Psi_m}{3} \cdot \omega \cdot p \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot \sin(\alpha_I - \alpha_\Psi) \end{aligned} \quad (5.28)$$

где m_f – число фаз; I_H – действующее номинальное значение тока в каждой фазной обмотке; E_H – действующее номинальное значение противо-ЭДС (ПЭДС) в каждой фазной обмотке; α_Ψ – угол отклонения результирующего потокосцепления от оси d (угол нагрузки).

Активное сопротивление обмотки не учитывается, поэтому вместо фазного напряжения берётся ПЭДС. Особенностью шестифазного координатного преобразования $\alpha\beta - abc$ является вдвое меньший коэффициент пропорциональности между результирующим и фазным потокосцеплением в машине (одна третья вместо двух третей). Далее фазное потокосцепление умножается на скорость и квадрат числа пар полюсов. Первый раз число p вносит вклад в ПЭДС за счет изменения скорости вращения поля относительно скорости вращения ротора. Второй раз число p влияет на количество катушек обмотки, в которых наводится ПЭДС. Для получения действующего значения ПЭДС вводится операция деления на корень из двух. Число параллельных ветвей влияет обратно пропорционально на величину ПЭДС, так как катушки могут быть подключены к источнику питания либо параллельно (при большем числе a), либо последовательно (при меньшем числе a). Разность углов отклонения вектора тока и потокосцепления от оси d показывает степень несимметрии синхронной реактивной машины по осям d и q . При равенстве этих углов машина потребляет одну реактивную мощность и электромеханического преобразования не происходит.

С другой стороны, механическую мощность можно рассчитать по формуле:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{МЕХ}} &= m_f \cdot \frac{I_{\text{max}}}{2} \cdot \frac{1}{a} \cdot \sin \alpha_I \cdot \Psi_m \cdot \cos \alpha_\Psi \cdot \omega - \\
 &- m_f \cdot \frac{I_{\text{max}}}{2} \cdot \frac{1}{a} \cdot \cos \alpha_I \cdot \Psi_m \cdot \sin \alpha_\Psi \cdot \omega = \\
 &= m_f \cdot \frac{I_H}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{a} \cdot \Psi_m \cdot \omega \cdot \sin(\alpha_I - \alpha_\Psi) = M \cdot \omega
 \end{aligned}
 \tag{5.29}$$

где I_{max} – максимальное значение тока в фазных обмотках.

В трехфазных системах результирующий вектор величины равен половине длин векторов его составляющих. Это правило следует из геометрического сложения системы из трех векторов и сохраняется для нескольких систем из трех векторов (коэффициент $\frac{1}{2}$ в формуле (5.29)).

В результате деления электрической активной мощности, рассчитанной по формуле (5.28) на механическую мощность (5.29) без учёта потерь получим коэффициент K_m (рис. 5.12), равный $p^2 / 3$.

Проверка адекватности наблюдателя проводилась на испытательном стенде (рис. 6.1). Эксперимент проводился следующим образом [120]. Сначала СРМ раскручивалась гонной машиной до нужной скорости. Затем ток в обмотках СРМ увеличивался от 0 до 300 А. Показания момента фиксировались тензодатчиком. Такая процедура проводилась для серии углов α_I отклонения результирующего вектора тока от продольной оси машины от 0 до 90 град или группы векторов в случае несинусоидальной формы тока. Выбирался результат с наибольшим электромагнитным моментом при одинаковом токе и заносился в табл. 5.1. Для проверки адекватности наблюдателя были определены зависимости электромагнитного момента от тока для двух скоростей 0 и 500 об/мин. Такой максимум получился на заторможенной машине на 45 град., на скорости 500 об/мин на 30 град. (табл. 5.1). Погрешность наблюдателя берётся относительно экспериментальных значений момента и выражается в процентах.

Результаты проверки адекватности наблюдателя

Ток I , А	Скорость ω , об/мин					
	0			500		
	$M_{\text{ЭКСП}}$, Н·м	$M_{\text{НАБЛ}}$, Н·м	Δ , %	$M_{\text{ЭКСП}}$, Н·м	$M_{\text{НАБЛ}}$, Н·м	Δ , %
25	22	20	-9	36	33	-8
50	80	72	-10	99	89	-10
100	191	210	10	205	213	4
150	360	329	-9	305	304	0
200	414	402	-3	388	376	-3
250	458	457	0	455	428	-6
300	491	494	1	—	—	
α_l , град.	45			30		

Как видно из табл. 5.1, погрешность наблюдателя не превышала 10% во всей области проведения эксперимента по скорости и току нагрузки при зафиксированном угле отклонения результирующего вектора тока от продольной оси ротора.

Синтез оптимального регулятора момента. Для постановки задачи синтеза оптимального алгоритма управления синхронной реактивной машиной с учётом потерь в стали была снята зависимость оптимального угла отклонения результирующего вектора или группы векторов (для случая несинусоидального тока) СРМ от продольной оси d в функции фазного тока и скорости $\alpha_{l\text{opt}} = f(I, \omega)$ в модели наблюдателя [120] (решалась задача одномерной однокритериальной поисковой оптимизации). Результаты представлены в табл. 5.2. По результатам моделирования прослеживается закономерность увеличения оптимального угла нагрузки от оси d с увеличением скорости и тока. Это говорит о увеличении потерь в стали в функции этих величин, которые индуцируют дополнительные токи в обмотки, учет которых необходимо производить в системе управления электрической машиной (см. рис. 5.9). Полученные результаты можно обобщить на любую СРМ и ИМ, которая

питается от источников фазных токов, разница будет только в значениях оптимального угла отклонения первой гармоники потокосцепления в зазоре от продольной оси машины d .

Таблица 5.2

Зависимость $\alpha_{opt} = f(I, \omega)$

Ток I , А	Скорость ω , об/мин						
	0	500	1000	1500	2000	2500	3000
25	45 ⁰	47 ⁰	49 ⁰	50 ⁰	52 ⁰	54 ⁰	57 ⁰
50	45 ⁰	49 ⁰	50 ⁰	53 ⁰	55 ⁰	57 ⁰	59 ⁰
100	45 ⁰	52 ⁰	53 ⁰	55 ⁰	57 ⁰	59 ⁰	61 ⁰
150	45 ⁰	53 ⁰	56 ⁰	58 ⁰	59 ⁰	60 ⁰	63 ⁰
200	45 ⁰	54 ⁰	57 ⁰	59 ⁰	61 ⁰	63 ⁰	64 ⁰
250	45 ⁰	57 ⁰	59 ⁰	60 ⁰	63 ⁰	65 ⁰	67 ⁰
300	45 ⁰	59 ⁰	61 ⁰	63 ⁰	65 ⁰	66 ⁰	70 ⁰

Алгоритм оптимального управления может быть реализован посредством создания таблицы соответствия угла, тока и скорости с экстраполяцией на промежуточные значения. Такая таблица (см. табл. 5.2) может быть реализована в энерго-независимой памяти электрического преобразователя, а данные этой таблицы могут обрабатываться сигнальным процессором [120].

Недостатком коррекции угла нагрузки с помощью наблюдателя СРМ является упрощенный характер модели и, следовательно, существенные ошибки коррекции на высоких скоростях вращения (до 4 карат) и при больших перегрузках по току (до 4 крат). Для повышения точности корректировки в указанных областях работы машины предлагается поддерживать максимальное значение потребляемой активной мощности в установившихся режимах работы машины путем воздействия на угол нагрузки. Расчет угла коррекции, который должен складываться с углом нагрузки, предлагается проводить по формуле:

$$\Delta_{PACЧ} = \arcsin(K_M^{XX}) \quad (5.30)$$

где K_M^{XX} – коэффициент мощности на холостом ходу.

Коэффициент мощности на холостом ходу для требуемых интервалов изменения скорости и нагрузки был рассчитан на конечно-элементной модели машины. Для проверки адекватности предлагаемого технического решения на конечно-элементных моделях СРМ и ИМ были рассчитаны углы коррекции для режима работы с 4-х кратным превышением скорости относительно номинального значения и с номинальным током нагрузки с помощью предлагаемой методики и методом подбора угла в модели $\Delta_{\text{мод}}$, при котором среднее значение момента машины было максимальным. Выбор режима работы объясняется наибольшими потерями в стали (см. рис. 5.9) и, следовательно, наибольшим их влиянием на систему оптимального управления СРМ или ИМ. Результаты коррекции угла сдвига первой гармоники вектора МДС в зависимости от типа и модификации электрической машины приведены в табл. 5.3 [120].

Таблица 5.3

Результаты коррекции угла нагрузки СРМ и ИМ для высокоскоростного режима работы

№	Тип машины	M_1 , Нм	α_1 , град.	$\Delta_{\text{расч}}$, град.	$\Delta_{\text{мод}}$, град.	M_2 , Нм	ΔM , %
1.	СРМсЗР	127	45	20	22	135	+6
2.	СРМсАР1	149	45	16	15	155	+4
3.	СРМсАР2	148	45	23	22	160	+8
4.	СРМсДЗ	165	45	30	29	190	+15
5.	ИМсДЗ	83	45	33	31	100	+20
6.	ВИМ	90	45	27	29	102	+13
7.	FSDC	95	45	25	23	105	+10

Анализ табл. 5.3 показывает, что расхождение угла коррекции, полученного на модели и с помощью расчета, не превышает 15%. Эффект от коррекции варьируется от 4 до 20% в зависимости от типа машины и величины выделяемых потерь в стали.

Таким образом, достоинством предлагаемого решения является увеличение точности коррекции в расширенном диапазоне скоростей и токов нагрузки. Недостатком является большая трудоемкость получения результатов. На конечно-элементной модели возрастает время расчета относительно времени расчета на модели наблюдателя.

На заключительном этапе предложен алгоритм автоматической подстройки угла нагрузки по максимальной входной активной мощности. Такой вариант реализации оптимального управления заключается в построении алгоритма работы адаптивного регулятора активной мощности. Алгоритм показан на рис. 5.13. В блоке 1 задаются минимальные отклонения скорости и тока нагрузки от текущих значений, при которых осуществляется запуск алгоритма оптимизации. В блоке 2 задается угол нагрузки, равным текущему, присваивается нулевое значение двум переменным ΔP_1 и ΔP_2 , запоминаются текущие значения тока и скорости. В блоке 3 осуществляется вычисление активной мощности $P_{ТЕК}$. В блоке 4 осуществляется проверка превышения допустимых изменений тока и скорости, если это так, то алгоритм оптимизации перезапускается и начинается с блока 2. В блоке 5 даётся приращение угла нагрузки на некоторую заданную величину $\Delta\alpha$. В блоке 6 осуществляется вычисление активной мощности после корректировки угла нагрузки в блоке 5. В блоке 7 переменной ΔP_1 присваивается значение разности полученной и текущей активной мощности. В блоке 8 осуществляется уменьшение угла на некоторую заданную величину $\Delta\alpha$. В блоке 9 осуществляется вычисление активной мощности после корректировки угла нагрузки в блоке 8. В блоке 10 переменной ΔP_2 присваивается значение разности полученной и текущей активной мощности. В блоке 11 сравниваются две переменные ΔP_1 и ΔP_2 . Большая положительная переменная меняет текущий угол нагрузки на оптимальный (блоки 12, 13, 14 и 15). В блоке 16 превышение скорости и тока над заданными значениями приводит к повторному

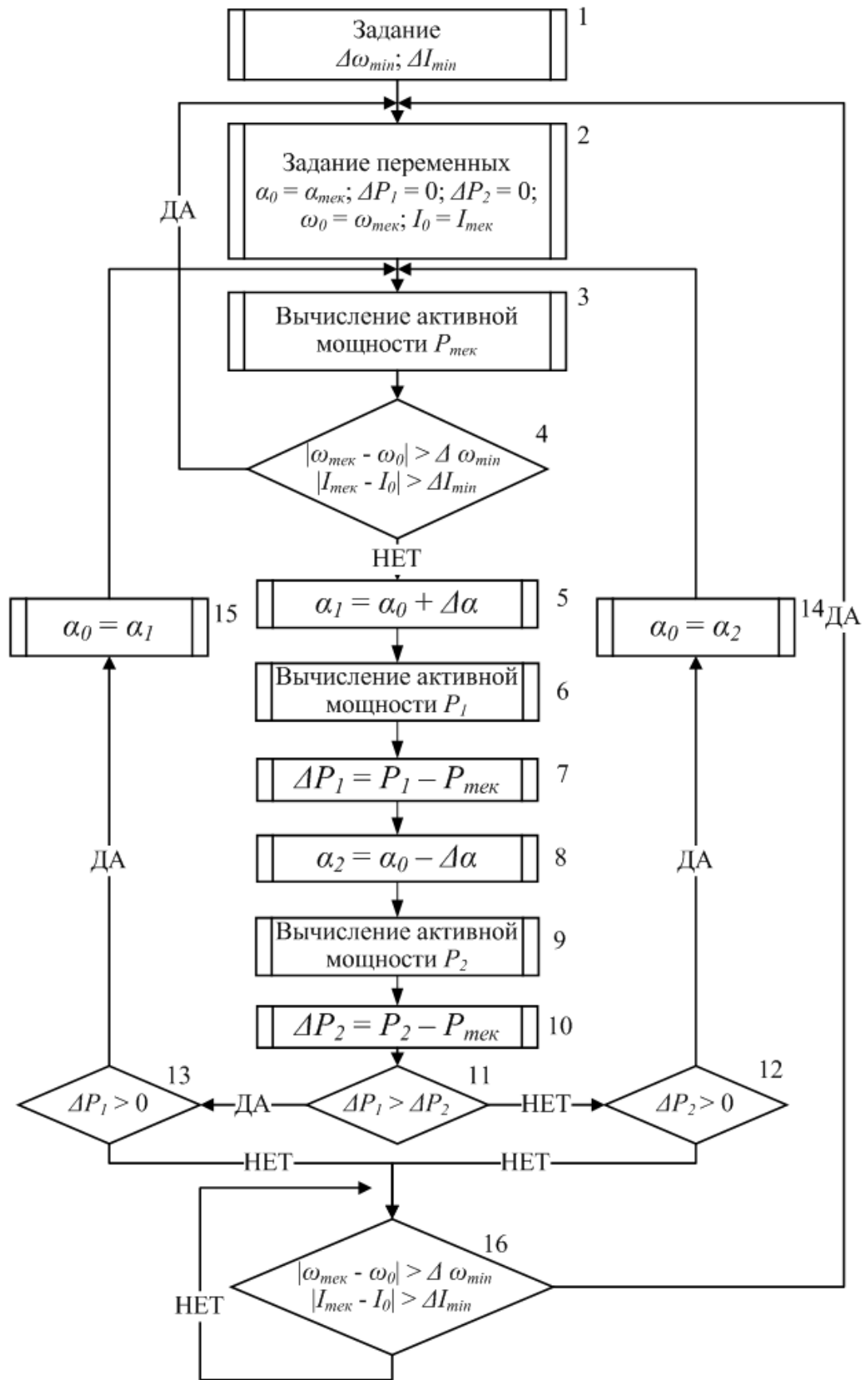


Рис. 5.13. Алгоритм работы адаптивного регулятора активной мощности

запуску алгоритма оптимизации. Во время работы алгоритма оптимизации ток и скорость СРМ или ИМ не должны меняться.

Таким образом, для повышения эффективности электромеханического преобразования энергии в СРМ и ИМ предлагается введение в систему формирования управляющих воздействий наблюдателя электрической машины с последующим синтезом оптимального регулятора момента на основе информации с него. Верификация наблюдателя в зоне нагрузок и скоростей вращения от нулевых до номинальных значений показала, что погрешность между экспериментальными значениями момента и расчетными в наблюдателе значениями не превышает 10%. Для увеличения точности корректирующих воздействий предлагается в зонах перегрузок по моменту и на высоких скоростях вращения ротора использовать вместо аналитического наблюдателя конечно-элементную модель СРМ или ИМ, в которой корректирующей переменной является коэффициент мощности на холостом ходу. Альтернативным вариантом построения системы коррекции управляющих воздействий является установка измерителя мгновенной активной мощности на входе электромеханического преобразователя и вычислительного устройства, выполняющего адаптивную подстройку управления для достижения целевого показателя.

Выводы по главе 5

1. Получила развитие общая теория магнитных потерь для класса синхронных реактивных и индукторных машин, которая включает в себя комплексную математическую модель, дает физическое объяснение и систематизирует особенности локализации этих потерь в рассматриваемом классе электрических машин, а также позволяет систематизировать структуры управления по принципу учета магнитных потерь при формировании управляющих воздействий. В предложенной теории разработана математическая модель исследуемого класса синхронных реактивных и индукторных машин, в которой учитываются потери в активной стали электрических машин. В основу модели положен известный принцип разложения кривой индукции в ряд Фурье с последующим разложением потерь по каждой гармонике, отличающийся их расчетом, представляя магнитную структуру как систему с распределенными параметрами.

2. Проведен анализ и систематизированы сведения по локализации магнитных потерь в классе синхронных реактивных и индукторных машин. Показано, что наибольшая доля потерь в классе синхронных реактивных и индукторных машин – это потери в стали статора (80-98%), обусловленные его перемагничиванием. Выполнена оценка увеличения потерь в стали статора, обусловленных несинусоидальностью кривой индукции в воздушном зазоре, доля которых может достигать 15%. Анализ магнитных потерь в роторе показал, что наибольшие магнитные потери получены для машин с существенной редуцией скорости и двухсторонней зубчатостью, и связано это с содержанием в кривой индукции большого количества гармоник большой амплитуды.

3. Предложен алгоритм коррекции управляющих воздействий по критерию обеспечения максимального электромагнитного момента с учетом характера распределения магнитных потерь, отличающийся от существующих поиском оптимального угла нагрузки по первой гармонике МДС путем регистрации входной активной мощности при постоянных фазных токах и скорости вращения ротора. Проведенный анализ показал, что коррекцию управляющих воздействий нужно выполнять в электрических машинах, работающих на повышенных скоростях или с

повторно-кратковременным характером нагрузки, и объясняется это существенными потерями в стали при перегрузке по току, моменту или скорости, которые в этом случае сильно влияют на систему управления.

ГЛАВА 6. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ВНЕДРЕНИЕ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ И ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Задачей главы является анализ экспериментальных данных на опытных образцах СРМ и ИМ с целью подтверждения теоретических положений и выводов. Другой задачей главы является синтез алгоритма выбора наилучшей электрической машины для конкретного производственного механизма на основании требований технологического процесса.

6.1. Верификация математических моделей и анализ экспериментальных данных на опытных образцах

Описание экспериментальной установки для верификации конечно-элементных (КЭ) моделей. С целью верификации конечно-элементных моделей синхронных реактивных и индукторных электрических машин (глава 3) был спроектирован стенд (рис. 6.1), который включает в себя асинхронную машину 5АИ225М3 (55кВт, 1480 об/мин), преобразователь частоты ТП80/200, тензодатчик К14А с преобразователем КСК1, станину, карданную передачу, два трехфазных трансформатора 380/220В, преобразователь частоты с векторным управлением для синхронных реактивных и индукторных электрических машин, исследуемую синхронную реактивную машину (СРМ) с разными типами оптимизированных роторов (главы 3 и 4) [120]. Асинхронная гонная машина мощностью 55 кВт соединена при помощи карданной передачи с испытуемой СРМ. При помощи

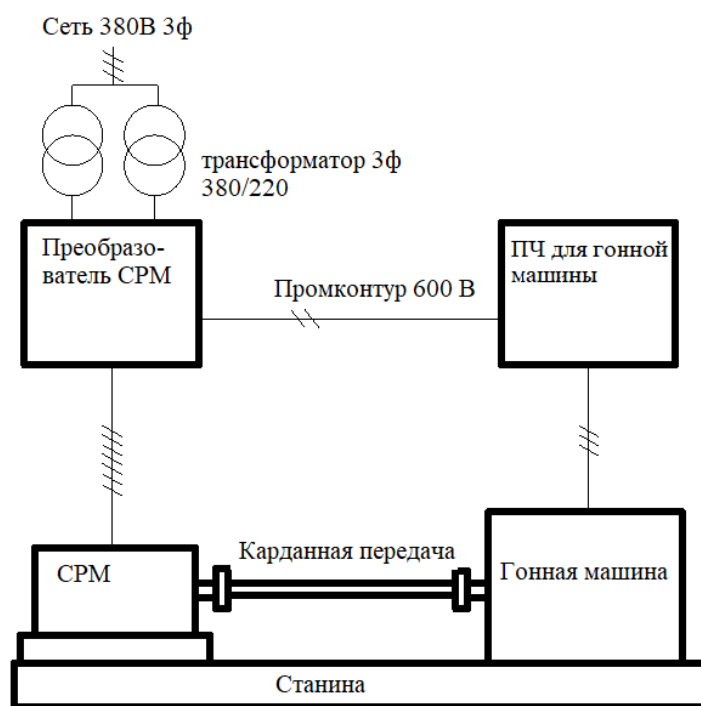


Рис. 6.1. Схема испытательного стенда

преобразователя частоты со скалярным управлением задаются необходимые режимы работы нагрузочной машины. На станине под СРМ закреплен тензодатчик, преобразующий реакцию опоры машины, пропорциональную моменту, в аналоговый сигнал из соотношения 1 В на 100 Нм. Электрический преобразователь для СРМ – это транзисторный трехфазный автономный инвертор напряжения. Система управления позволяет реализовать векторные способы регулирования. Синхронная реактивная машина выполнена в корпусе и железе асинхронной машины MO160M4, при этом обмотка выполнена однослойной с полным шагом в шести-фазном исполнении (параметры машины приведены в табл. 3.2 и табл. 3.4). Путем попарно-последовательного соединения обмоток можно реализовать трехфазную схему подключения.

Верификация КЭ моделей. Верификация конечно-элементных моделей синхронных реактивных машин (рис. 3.3) проводилась в два этапа [28, 34].

На первом этапе проводились статические испытания измерения электромагнитного момента на заторможенной машине (режим работы на упор). На стенде все фазные обмотки соединялись согласно и последовательно, конец предыдущей обмотки с началом следующей (рис. 6.2). Питание обмоток осуществлялось от однофазной сети переменного тока (220 В, 50 Гц) через лабораторный трансформатор

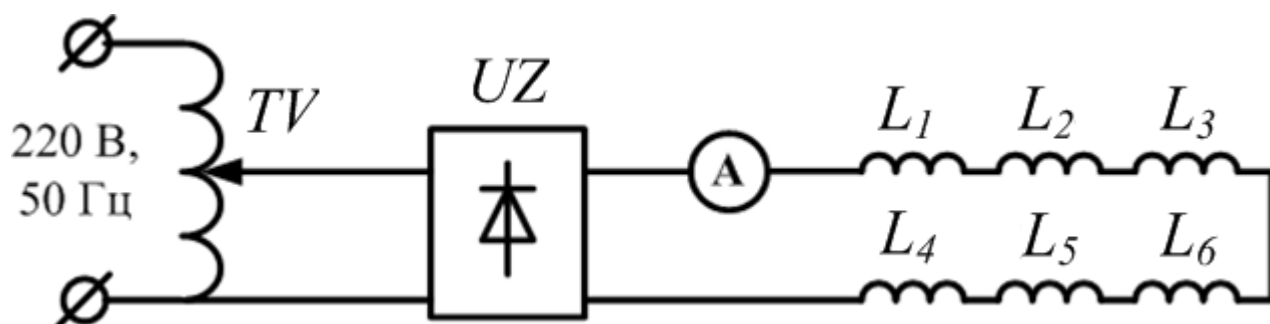


Рис. 6.2. Схема подключения обмоток СРМсЗР для измерения крутящего момента (TV) и диодный однофазный мостовой выпрямитель (UZ). В качестве амперметра, который был включен в цепь, использовались токовые клещи Fluke 336. Погрешность их измерения не превышала 2%. Путем регулировки входного напряжения задавались разные значения тока в обмотках. В модели формировалась одна фазная

обмотка путем согласного и последовательного соединения всех катушек. В обмотке задавались значения тока, как на экспериментальном стенде. В рамках первого этапа были сняты зависимости электромагнитного момента на физической модели $M_{\Phi M}$ и математической модели M_{MM} от величины постоянного тока в фазных обмотках I_{Φ} . Результаты для трех модификаций СРМ с одинаковой статорной частью показаны в табл. 6.1. Геометрические размеры ротора СРМсЗР были оптимизированы по алгоритму главы 3, а размеры двух других роторов для СРМсАР1 и СРМс АР2 были взяты из рекомендаций по результатам научных исследований других авторов, обзор работ которых приведен в главе 3.

Таблица 6.1

Статические исследования моделей

I_{Φ} , А	СРМсЗР			СРМсАР1			СРМсАР2		
	$M_{\Phi M}$,	M_{MM} ,	ΔM , %	$M_{\Phi M}$,	M_{MM} ,	ΔM , %	$M_{\Phi M}$,	M_{MM} ,	ΔM , %
	Нм	Нм		Нм	Нм		Нм	Нм	
10	10	9	-10	5	4,4	-12	5,5	5	-10
20	25	27	8	20	20	0	20	21	5
30	60	63	5	50	45	-10	45	47	4
40	80	86	7,5	80	80	0	80	83	4
50	110	109	-0,9	100	110	10	125	123	-2
95	205	204	-0,5	220	237	7,7	300	302	1
140	270	280	3,7	320	333	4,1	450	447	-1
190	360	350	-2,8	400	417	4,3	570	574	1
240	420	418	-0,5	500	483	-3,4	670	677	1

Задание тока осуществлялось в широком диапазоне от 10 до 240 А, что в долях от номинального тока составляет от 0,2 до 5 крат. В физической модели фиксировался максимальный момент при вращении ротора на ползучей постоянной скорости. В математической модели определялся максимум момента на угловой характеристике. Погрешность конечно-элементных математических моделей СРМ не превышала 12%. Анализируя табл. 6.1, можно заметить, что при значении тока до

номинального значения незначительное преимущество по моменту у СРМсЗР, при перегрузке момент выше у СРМ, где отношение реактансов по продольной и поперечной осям самое большое. Это хорошо согласуется с результатами исследований, приведенными в главах 3 и 4.

В рамках второго этапа были получены значения момента, действующего фазного напряжения и коэффициента мощности на физической (ФМ) и математической (ММ) моделях при работе в номинальной точке. Результаты приведены в табл. 6.2. Погрешность математической модели не превышает 10%.

Таблица 6.2

Динамические исследования моделей

Тип ротора	Тип модели	М, Нм	U _ф , В	K _м
СРМсЗР	ФМ	110	210	0,46
	ММ	118	207	0,47
	Δ, %	7	1	2
СРМсАР1	ФМ	126	186	0,6
	ММ	137	184	0,6
	Δ, %	9	-1	0
СРМсАР2	ФМ	140	186	0,7
	ММ	154	182	0,68
	Δ, %	10	-2	-3

Питание обмоток моделей осуществлялось от трехфазного источника синусоидальных токов. Следовательно, обмотки статорной части экспериментального образца были соединены попарно согласно и последовательно. Действующее значение тока принималось равным 50 А. Частота тока соответствовала 50 Гц, а частота вращения ротора 1500 об/мин. Положение ротора относительно статора выбиралось таким, чтобы обеспечить максимальное значение момента при заданном фазном токе. Мгновенное значение фазного напряжения на физической модели измерялось датчиком напряжения LV-25P, а мгновенное значение фазного тока – датчиком тока НУ-20P. Результаты измерения датчиков фиксировались

осциллографом Fluke 192. На основании этой информации действующее значение напряжения $U\phi$ и коэффициент мощности K_m вычислялись по методикам, изложенным в [24].

Верификация аналитической обобщенной математической модели. Проверка адекватности обобщенной аналитической математической модели (глава 2) выполнена в два этапа.

На первом этапе были теоретически и с использованием экспериментальных данных определены величины собственных и взаимных индуктивностей обмоток при разных положениях оптимизированного ротора СРМсЗР.

Схема подключения обмоток СРМсЗР приведена на рис. 6.3а. Она включает в себя лабораторный автотрансформатор (ТV) с возможностью регулировки напряжения; анализатор спектра Fluke41В с возможностью измерения фазного напряжения U , фазного тока I и активной мощности P , который подключался на вход первой фазной обмотки; вольтметр для измерения действующего значения напряжения, который подключался на зажимы другой разомкнутой обмотки. Все обмотки

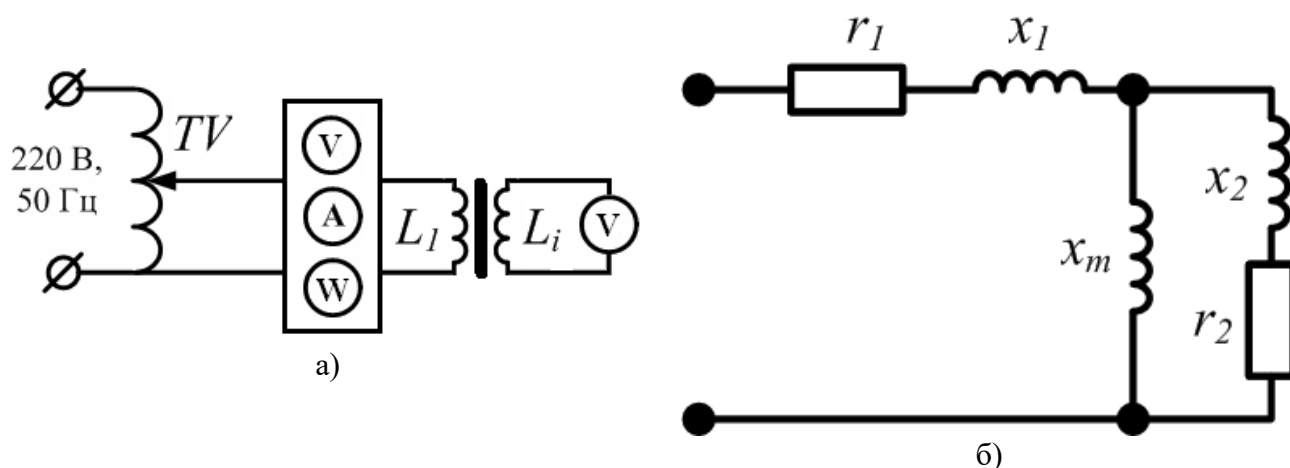


Рис. 6.3. Схема эксперимента по определению величин трансформаторных ЭДС между обмотками (а) и схема замещения обмотки (б)
 машины кроме первой были разомкнуты и ток в них не протекал. Питание первой обмотки осуществлялось от однофазной сети переменного тока с параметрами 220 В и 50 Гц. Путем поворота ротора на 360 механических градусов с дискретой в 10 градусов фиксировались действующие значения напряжения, тока и активной мощности в первой обмотке и действующие значения наведенных ЭДС в

остальных пяти обмотках СРМсЗР. Направление возрастания угла поворота ротора совпадало с направлением возрастания номеров фазных обмоток, фазные зоны которых занимали 15 механических градусов по расточке статора.

Для расчета модуля собственных и взаимных индуктивностей обмоток была получена схема замещения (рис. 6.3б). Общий измеренный ток, втекающий в обмотку, складывался из тока ветви намагничивания, в которой присутствовало сопротивление x_m и тока, наведенного в первичной обмотке из-за вихревых токов и гистерезиса потерь в стали, который был отличен от нуля из-за конечного полного сопротивления стали. Активное сопротивление стали r_2 и индуктивное сопротивление стали x_2 являлись в схеме неизвестными параметрами. Для определения по измеренным ЭДС обмоток их взаимных индуктивностей необходимо рассчитать ток намагничивания для каждого положения ротора. Расчет выполнялся известным комплексным методом [64]. Индуктивное сопротивление рассеяния принималось равным 10% от индуктивности контура намагничивания. С целью определения индуктивности ветви намагничивания был выполнен расчет на конечно-элементной модели данного образца СРМсЗР, которая верифицирована выше. По результатам расчета получен график изменения индуктивности намагничивания, где максимальное значение $L_{max} = 0,0045$ Гн, для обмотки, находящейся в межполюсном промежутке, а минимальное значение $L_{min} = 0,004$ Гн для обмотки, находящейся над полюсами ротора. Отношение измеренных ЭДС к току намагничивания для каждого положения ротора есть взаимная индуктивность обмотки, в которой измерялась ЭДС, и обмотки, в которой протекал ток намагничивания. Путем сопоставления экспериментальных данных с расчетными были определены знаки взаимной индуктивности. В этом случае взаимная индуктивность бралась либо положительной, либо отрицательной, при этом ее значение соответствовало экспериментальному.

Расчет собственных и взаимных индуктивностей обмоток с помощью обобщенной аналитической модели выполнялся в условных единицах следующим образом. Задавался вектор единичных пазовых токов с учетом количества пазов на статоре, вектор проводимости ротора. Выполнялось разложение распределений в

ряд Фурье по методике, изложенной в п. 4.1. Таким образом, определялся спектральный состав гармонических индукции в зазоре и вычислялись потоки через шесть фазных обмоток при фиксированном значении угла поворота ротора. Потоки через фазные обмотки при постоянном токе в одной из них и одном витке в каждой катушке будут пропорциональны собственным и взаимным их индуктивностям.

Эксперимент на математической модели проводился следующим образом. Пазовые токи принимали единичное значение только в тех пазах, которые относились к первой обмотке. В остальных пазах ток задавался равным нулю. Фиксировались значения всех шести потоков в функции угла поворота ротора. Затем единичные токи задавались только в пазах, которые относятся ко второй обмотке и т.д., и также фиксировались функции значений потоков от угла поворота ротора.

Полученные зависимости приведены на рис. 6.4. Функция изменения собственной индуктивности обмотки, подключенной к источнику постоянного тока, от углового положения ротора показана голубым цветом. Аналогичные функции изменения взаимных индуктивностей смежных и подключенной обмоток показаны рыжим и фиолетовым цветами. Причем рыжим цветом показана функция для обмотки с меньшим номером, в фиолетовыми цветом – обмотки с большим номером. Красным и черным цветами показаны функции изменения взаимной индуктивности подключенной обмотки и обмоток, расположенных за смежными. Зеленым цветом показана функция взаимной индуктивности подключенной обмотки и обмотки, смещенной относительно подключенной на 90 электрических градусов. При подключении разных обмоток к источнику питания графики собственной и взаимных индуктивностей смещаются по оси угла поворота ротора кратно величине фазной зоны. Одинаковыми с учетом смещения и смены знака являются графики индуктивности смежных и следующих за смежными обмоток. Например, для графиков на рис. 6.4а будет следующее расположение фазных зон по расточке статора $4к-5к-6к-1н-2н-3н-4н$, где n – это начало катушки. Для других графиков цветовые обозначения будут циклически смещаться вправо: $5к-6к-1н-2н-3н-4н-5н-6н$ (рис. 6.4б), $6к-1н-2н-3н-4н-5н-6н$ (рис. 6.4в), $1н-2н-3н-4н-5н-6н-1к$ (Рис. 6.4г), $2н-3н-4н-5н-6н-1к-2к$ (рис. 6.4д), $3н-4н-5н-6н-1к-2к-3к$ (рис. 6.4е). Максимальное значение

индуктивности, подключенной к источнику питания обмотки, когда она находилась в межполюсном промежутке, принималось за базовое.

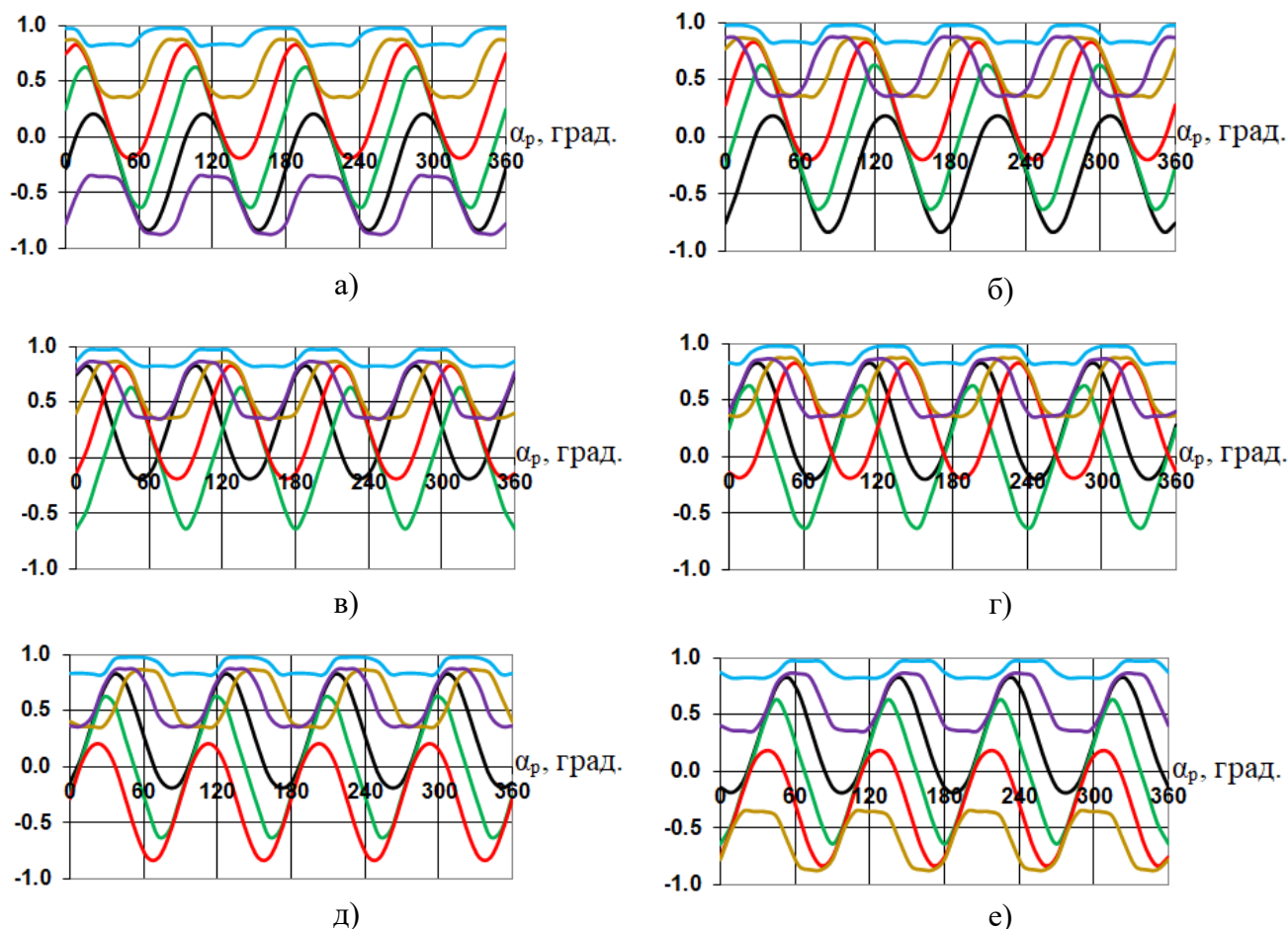
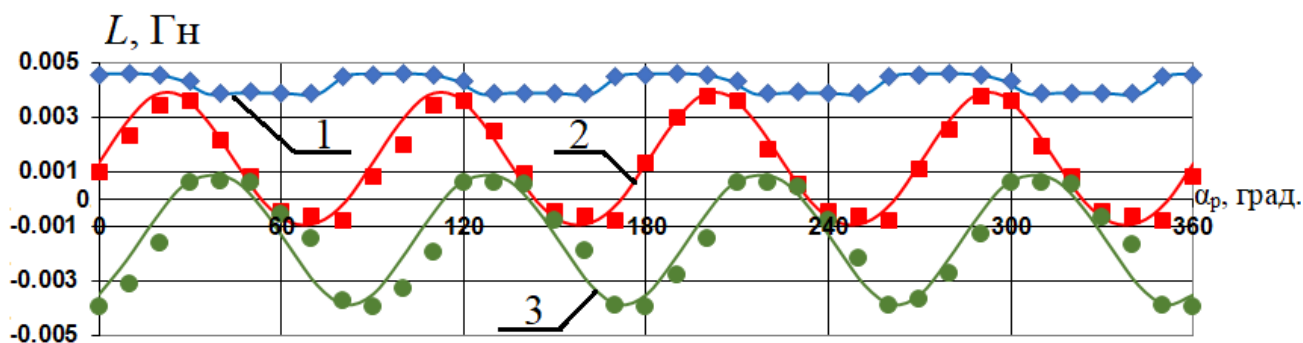


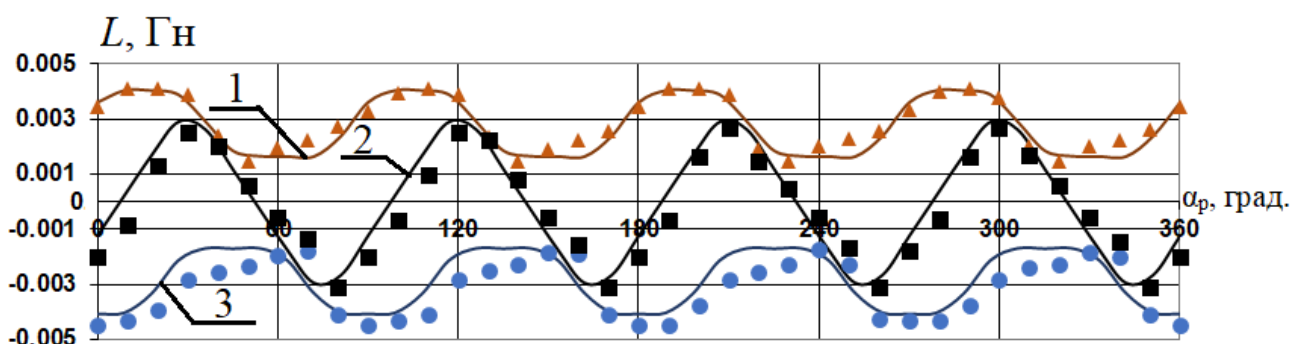
Рис. 6.4. Собственная и взаимные индуктивности обмоток СРМсЗР при подключении к источнику питания: а – первой обмотки; б – второй обмотки; в – третьей обмотки; г – четвертой обмотки; д – пятой обмотки; е – шестой обмотки

На рис. 6.5а и рис. 6.5б выполнено сопоставление расчетных и экспериментальных значений при одинаковом положении ротора, принятым за нуль градусов, относительно расположения фазных обмоток на статоре. В этом случае собственная индуктивность первой обмотки в условных единицах (рис. 6.5а, кривая 1) была численно равна при заданном угловом положении ротора экспериментальной собственной индуктивности обмотки (рис. 6.5а, синие точки данных в форме ромба). Взаимная индуктивность (рис. 6.5а) третьей и первой обмотки: расчетная кривая 2 и экспериментальные значения (красные точки данных в форме квадрата); пятой и первой обмотки расчетная кривая 3 и экспериментальные значения (зеленые точки данных в форме круга). Взаимная индуктивность (рис. 6.5б) второй и первой

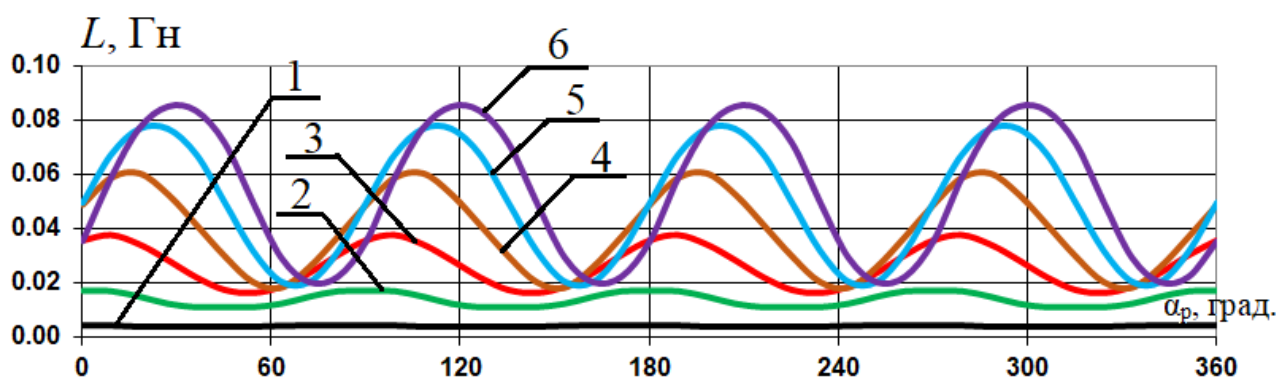
обмотки: расчетная кривая 1 и экспериментальные значения (рыжие точки данных в форме треугольника); четвертой и первой обмотки расчетная кривая 2 и экспериментальные значения (черные точки данных в виде квадрата); шестой и первой обмотки расчетная кривая 3 и экспериментальные значения (синие точки данных в виде круга). Погрешность расчетных значений не превышала 20%.



а)



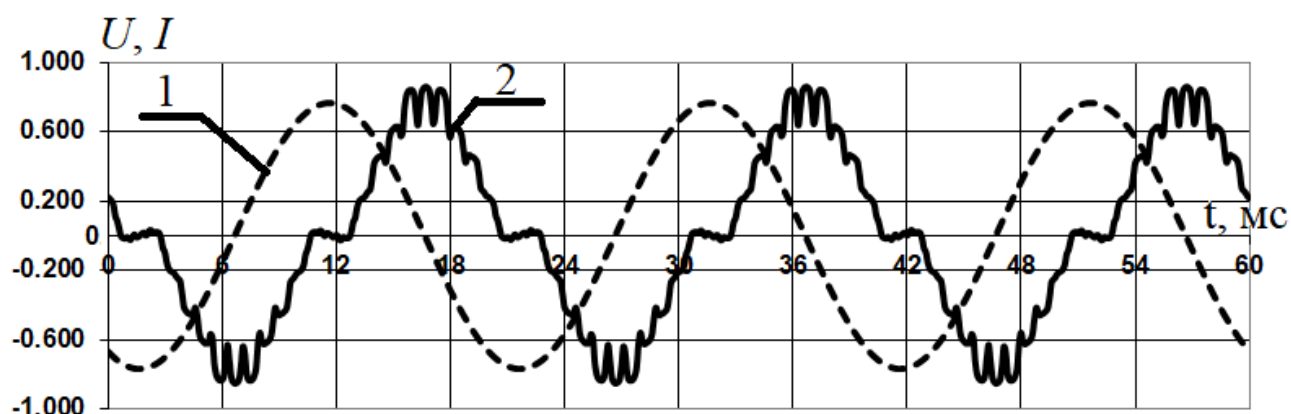
б)



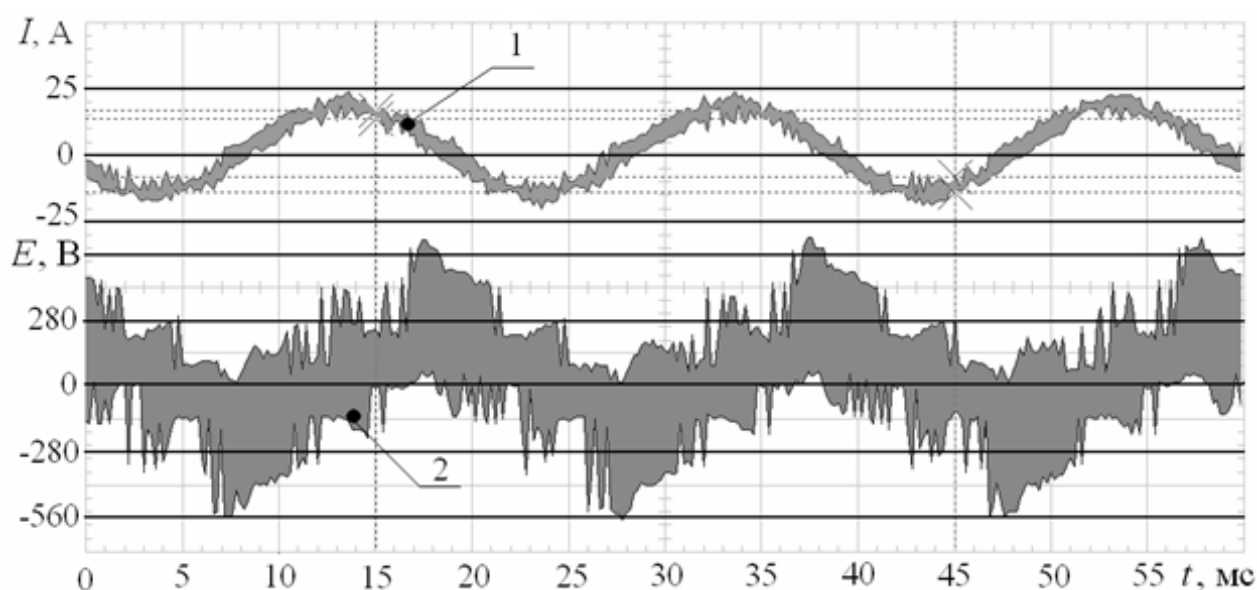
в)

Рис. 6.5. Сопоставление расчетных и экспериментальных (маркеры данных) индуктивностей обмоток СРМсЗР: а – первой обмотки (кривая 1), первой и третьей (кривая 2), первой и пятой (кривая 3); б – первой и второй (кривая 1), первой и четвертой (кривая 2) первой и шестой (кривая 3). Собственная индуктивность согласно и последовательно соединенных обмоток (в): 2 – двух; 3 – трех; 4 – четырех; 5 – пяти; 6 – шести.

На основании полученных расчетных значений собственных и взаимных индуктивностей обмоток выполнен расчет собственной индуктивности двух, трех, четырех, пяти и шести согласно и последовательно соединённых обмоток (рис. 6.5в): кривые 2, 3, 4, 5 и 6 соответственно. При расчете все собственные и взаимные индуктивности обмоток, входящих в соединение, складывались. Здесь видно, что именно за счет изменения взаимной индуктивности обмоток в функции угла поворота ротора в СРМсЗР осуществляется электромеханическое преобразование.



а)



б)

Рис. 6.6. Осциллограммы фазного тока и напряжения при работе СРМсЗР на холостом ходу: а – расчётные кривые; б – экспериментальные кривые

На втором этапе сопоставлялись осциллограммы фазного тока и напряжения СРМсЗР при работе на холостом ходу с частотой вращения ротора 1500 об/мин,

полученные с помощью обобщенной аналитической математической модели и экспериментально (рис. 6.6). Величина полюсной дуги составляла ($\alpha_p = 0,5$).

Максимальное значение фазного напряжения (кривая 2, рис. 6.6 а) и минимальное значение фазного тока (кривая 1, рис. 6.6 а) соответствовали моменту времени, когда обмотка располагалась над полюсами ротора. Минимальное значение фазного напряжения и максимальное значение фазного тока – моменту времени, когда обмотка располагалась в межполюсном промежутке. На временной диаграмме фазного напряжения прослеживаются зубцовые пульсации и третья гармоника за счет магнитной несимметрии ротора.

На рис. 6.6 б показаны экспериментальные осциллограммы тока (кривая 1) и напряжения (кривая 2) при работе СРМсЗР на холостом ходу. Фазное напряжение фиксировалось датчиком напряжения LV-25P, а фазный ток – датчиком тока НУ-20P. Результаты измерения датчиков фиксировались осциллографом Fluke 192. Величина напряжения максимальна при величине тока равной нулю. Действующее значение тока равнялось $I = 12$ А, а действующее значение напряжения $U_I = 180$ В. Наблюдается качественное соответствие зависимостям, полученным на модели (рис. 6.6 а). Из-за ШИМ график напряжения содержит высшие гармоники.

6.2. Методика выбора электрических машин с учетом требований технологического процесса

Методика такого выбора (рис. 6.7) представляет из себя поиск компромисса между несколькими критериями. В этом случае может быть использован критерий Парето в форме скалярного ранжирования. Критерий выбора представляется взвешенной суммой. Параметры вектора X для целевой функции, в качестве которых выступают характеристики электрических машин, входят в формулу для критерия выбора:

$$Q_1 = \sum_{i=1}^n (O_i \cdot w_i \cdot q_i(X)) \quad (6.1)$$

Весовые коэффициенты w могут быть получены методом экспертной оценки в зависимости от степени значимости того или иного критерия [71]. Количество параметров вектора определяют требования со стороны технологического

процесса к электрической машине: величина удельного момента; пульсации момента; величина максимального значения напряжения; прочность ротора машины; возможности по перегрузочной способности; динамические показатели; энергоэффективность (КПД); возможности работы на высоких скоростях (коэффициент мощности) и прочие.

Кроме того, возможно наложение ограничений: на конструкцию активной части (стандартные размеры асинхронной машины или сильно отличаются от них); на схемы силовых цепей преобразователя (стандартный трехфазный инвертор или нестандартная схема).

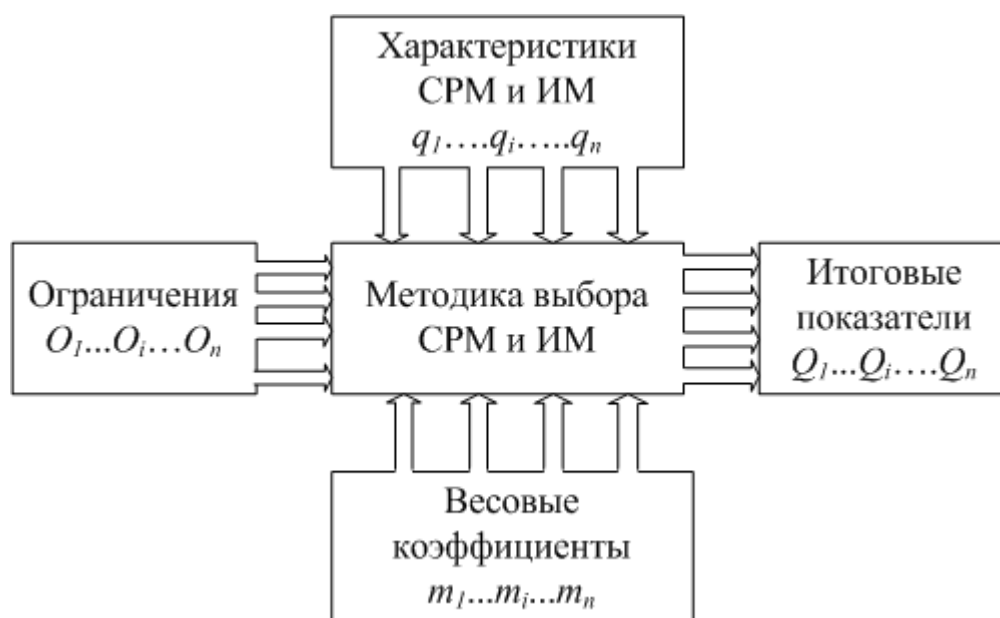


Рис. 6.7 Пояснение методики выбора СРМ и ИМ

Таким образом, целевая функция будет иметь свое значение для каждого типа электрической машины, на основании этих значений и осуществляется выбор.

6.3. Требования технологического процесса и примеры выбора

По результатам анализа технологического процесса могут быть сформированы скоростные тахограммы и нагрузочные диаграммы рабочего органа. В зонах перегрузок по моменту и на высоких скоростях вращения ротора важно расширить область допустимых значений характеристик электрических машин, чтобы получить высокие потребительские свойства при минимальных затратах. Это возможно благодаря комплексной оптимизации с учетом работы в вышеуказанных режимах.

К механизмам, работающим с периодическими перегрузками по моменту и в большом диапазоне изменения скорости вращения ротора с превышением номинальных значений в несколько раз, а также требующих от электрической машины наилучших потребительских качеств, можно отнести: объекты металлургического производства, приводимые в движение электроприводом (работают на низкой скорости вращения ротора с частыми циклическими перегрузками по моменту до 4 крат и выше), электрический транспорт (работают в больших диапазонах перегрузок по моменту и изменения скорости вращения ротора), группу объектов с вентиляторным типом механической характеристики (доля на рынке – более 60 % от общего количества объектов с электрическим приводом), к которой относятся насосы и вентиляторы (работают в номинальном режиме, но требуют наилучших технико-экономических показателей от электрической машины).

В рамках поиска наилучшего варианта электрической машины для указанных выше объектов можно рассмотреть идею проф. Кагана В.Г. [45]. Она применялась для машин постоянного тока нетрадиционных конструкций.

Предлагается работу электрической машины рассматривать как набор фазовых траекторий в координатах скорости и момента. Производная от скорости – есть величина ускорения рабочего механизма, которое в свою очередь пропорционально динамическому усилию. При наличии статического усилия динамическая составляющая будет определять из основного уравнения движения электропривода [5].

Ключевые точки фазовой траектории позволяют сформировать требования к режимам работы электрической машины с учетом времени работы в них. Если изображающая точка двигается циклически по фазовой траектории, то можно определить участки выхода координат за пределы номинальных значений для формирования технического задания на оптимизационные процедуры, рассмотренные в предыдущих главах.

При решении поставленной задачи функционал качества может быть представлен в виде [34]:

$$f = \min_{x \in X_{\text{доп}}} [\min_{x' \in X'_{\text{доп}}} \dots [\min_{\Pi \in \Pi_{\text{доп}}} f(x, x', \Pi)] \dots] =$$

$$= \min_{x \in X_{\text{доп}}} f_1(x, x') + \min_{x' \in X'_{\text{доп}}} f_2(x', x_0, \Pi_0) + \min_{\Pi \in \Pi_{\text{доп}}} f_n(x, x'),$$

где f – обобщенная целевая функция; f_1, f_2, \dots, f_n – целевые функции на отдельных отрезках фазовой траекторий движения; $\mathbf{X} = (x, x', \Pi)$ – вектор решений, содержащий как функциональные зависимости (x, x' – фазовые переменные), так и конструктивные или функциональные решения (Π).

Содержание конструктивных и функциональных решений значительно усложняет задачу поиска экстремума, так как к таким процедурам не могут быть применены формальные математические методы.

Фазовые траектории движения (рис. 6.8) взяты из [34] с целью иллюстрации возможных вариантов режимов работы электрических машин. Наиболее актуальными являются отрезки $0A$, AB , CD , DE , $E0$, так как они задают высокие требования по скорости и моменту к электрооборудованию.

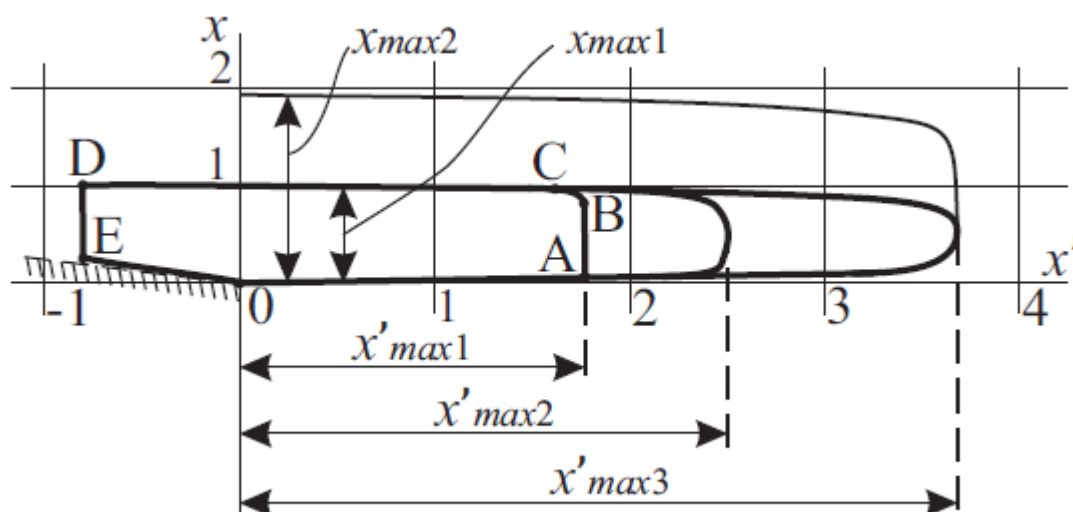


Рис. 6.8. Фазовая траектория движения

Отдельные участки фазовых траекторий, описывающих режимы работы электроприводов на базе СРМ и ИМ: $0A$ – электрический переходный процесс в цепях фазных обмоток; AB – работа электрической машины в режиме разгона с заданным динамическим моментом; C – поддержание постоянной максимальной скорости ротора электрической машины; CD – работа с постоянной максимальной скоростью в двигательном и генераторном режимах работы электрической машины; $E0$ – зона

снижения скорости и момента. Спроектированная электрическая машина должна обладать наилучшими технико-экономическими показателями в заданных фазными траекториями режимах работы.

В тяговых механизмах участки соответствуют: СА – работе электрической машины на упор (например, преодолению препятствия); CD – работе электрической машины в транспортном режиме при перемещении по грунтовой дороге. Спроектированный электропривод, работая на участках фазовой траектории, должен иметь минимальный вес [34].

В случае тяговых применений участки фазовых траекторий будут следующими: СА – работа электрической машины на упор; CD – работа электрической машины при движении транспортного средства с постоянной скоростью. Спроектированная электрическая машина должна обладать максимальными удельными характеристиками по весу и энергоэффективности.

Для групп объектов с вентиляторным типом механической характеристики изображающая точка занимает позицию С, при этом спроектированная электрическая машина должна удовлетворять минимальным капитальным и эксплуатационным затратам.

6.3.1. Электрические машины для электроприводов прокатных станов пилигримовой группы

Исходные данные (рис. 6.9) и их статистический анализ (табл. 6.3) взяты из [34] с целью анализа режимов работы электрических машин, работающих в составе электроприводов прокатных станов пилигримовой группы.

На рис. 6.9 представлены временные диаграммы работы синхронной электрической машины стана ХПТ450 до модернизации (кривые 1, 2, 3) и после модернизации по рекомендациям в [34] (кривые 1', 2', 3'). В [119] предлагается весь интервал времени переходного процесса в течение прокатки разбить на семь участков. Для обоснования выбора количества участков был проведен статистический анализ временных диаграмм работы синхронной машины стана холодной прокатки труб ПАО «ЧТПЗ» [8]. В табл. 6.3 представлены данные статистической обработки ряда

временных диаграмм с целью определения доли работы на каждой из семи участков. По построена гистограмма (рис. 6.9, б), отражающая долю в % продолжительности каждого из участков. Полученные значения могут рассматриваться как достоверные с вероятностью 0,95 [34].

Таблица 6.3

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

По результатам анализа гистограмм можно сделать вывод, что наибольшую продолжительность времени имеют пять участков: 1 – участок нарастания тока в фазных обмотках в течение электромагнитного переходного процесса от 0 до 0,125 с. (см. рис. 6.9, а, кривая 1); 2 – участок разгона синхронной машины до максимальной скорости от 0,125 до 0,2 с. (см. рис. 6.9, а, кривая 3); 3 – участок работы электрической машины с постоянной скоростью от 0,2 до 0,25 с. (см. рис. 6.9, а, кривая 3); 4 – участок работы электрической машины в генераторном режиме от 0,25 до 0,3 с. (см. рис. 6.9, а, кривые 1 и 3); 5 – участок завершения переходного процесса прокатки от 0,3 до 0,35 с. (см. рис. 6.9, а, кривые 1 и 3).

В табл. 6.4 приведены требования технологического процесса к электрической машине для электропривода подачи стана ХПТ [112]. Этот электропривод является

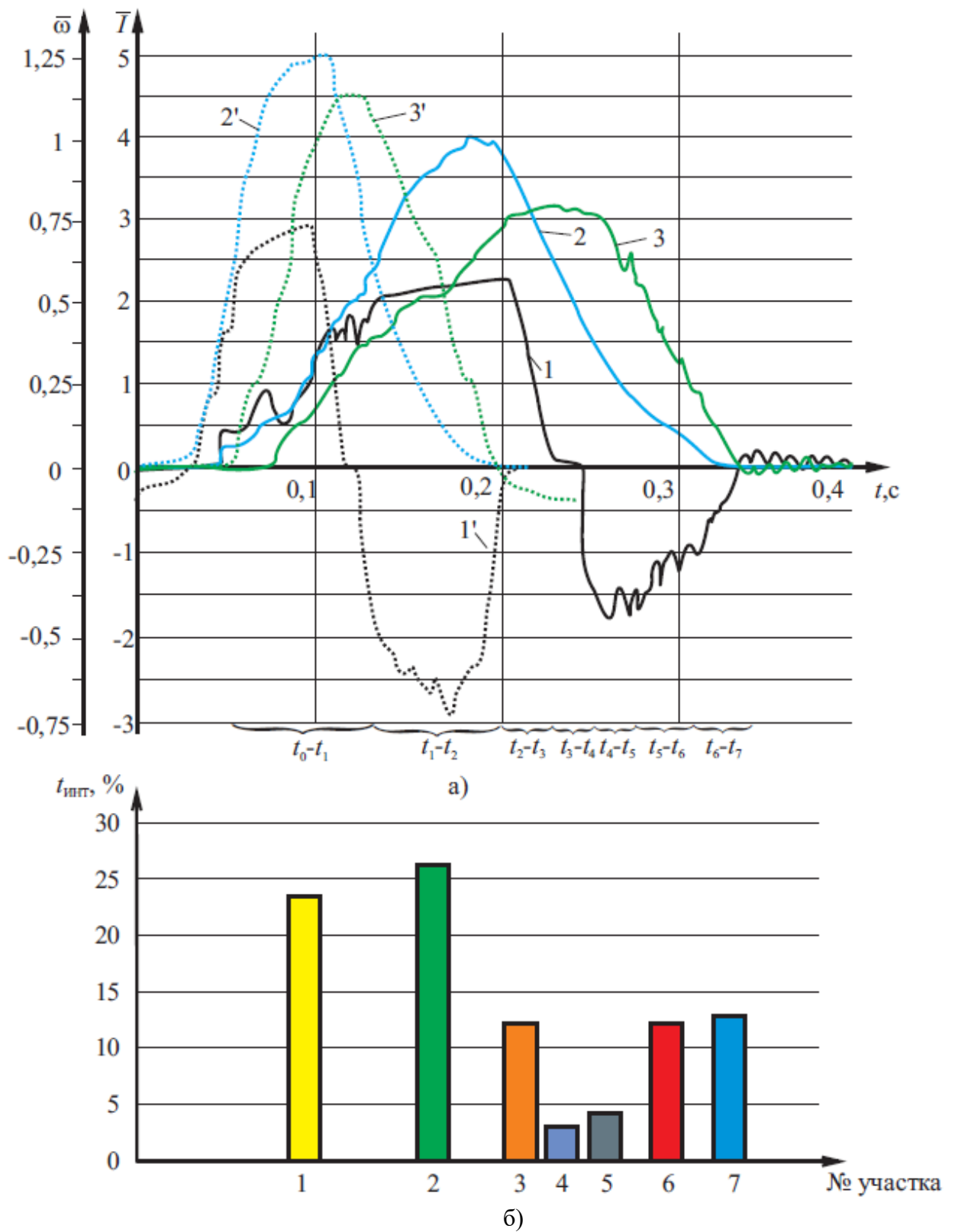


Рис. 6.9. Временные диаграммы тока и скорости электрической машины (а): 1 – ток якоря; 2 – задание на скорость; 3 – текущая скорость и распределение по времени нагрузок электропривода на разных участках (б)

самым нагруженным, поэтому именно для этого механизма приведены технические требования. Нагрузочные диаграммы для станов пилигримовой группы представляют из себя участки с перегрузками по моменту и участки работы на холостом ходу (рис. 6.9).

Таблица 6.4

Технические требования к электрической машине для электропривода подачи стана ХПТ

Показатель	Значение	Единицы измерения
Номинальная мощность	250-300	кВт
Максимальная скорость	150	об/мин
Перегрузочная способность	(2-4)	о.е.
Время позиционирования	100	мс
Диапазон регулирования скорости в первой зоне	1:30	-
Диапазон регулирования скорости во второй зоне	3:1	-
Диапазон регулирования момента	1:3	-
Диапазон мощностей	0,25-15	МВт

В итоге на основании данных из [34], а также с учетом ограничений на конструкцию электрической машины (прочный и надёжный ротор), преобразователь электрической энергии (стандартный трехфазный инвертор напряжения), с учетом тихоходного исполнения выбор может быть сделан только между СРМсЗР, СРМсДЗ и ИМсДЗ. В табл. 6.5 приведены интегральные результаты моделирования синхронных реактивных электрических машин разных типов в различных режимах работы: P1 – номинальный режим при скорости 1500 об/мин и номинальной нагрузке; P2 – режим работы в точке 150 об/мин и номинальной нагрузке; P3 – режим работы в точке 150 об/мин на холостом ходу; P4 – режим работы в точке 150 об/мин при 4-х кратной перегрузке по току. Кроме того, рассматриваются трехфазные и шестифазные варианты электрических машин [28].

Аналогичная задача без учета ограничения на механическую прочность ротора решалась в [28, 176], по результатам исследования рекомендована синхронная реактивная машина с анизотропным ротором.

Таблица 6.5

Величины показателей эффективности электрических машин

№ показателя	Обозначение	Размерность	Тип ротора	Количество фаз									
				3				6					
				Режимы работы				Режимы работы					
				P1	P2	P3	P4	P1	P2	P3	P4		
1.	M _{CP}	Нм	СРМсЗР	143		0	497		145		0	505	
			ИМсДЗ	116		0	230		120		0	235	
			СРМсДЗ	211		0	344		215		0	350	
2.	ΔМ	%	СРМсЗР	29,6		-	19,2		23,9		-	15,3	
			ИМсДЗ	2,9		-	1,6		2,4		-	1,2	
			СРМсДЗ	11,4		-	4,8		8,2		-	9,2	
3.	U _М	В	СРМсЗР	405	40	42	44	202	20	21	22		
			ИМсДЗ	750	75	79	84	375	38	39	42		
			СРМсДЗ	2400	240	250	270	1200	120	125	135		
4.	U	В	СРМсЗР	214	21,4	22	23,9	105	10,5	10,7	12		
			ИМсДЗ	520	52	50	51	250	25	27	25		
			СРМсДЗ	1510	151	140	135	750	75	77	67		
5.	U'	В/мс	СРМсЗР	310	3,1	3,5	3,9	150	1,5	1,4	1,5		
			ИМсДЗ	26	0,26	0,5	0,75	13	0,13	0,15	0,18		
			СРМсДЗ	97	0,97	1,5	1,1	52	0,5	0,7	0,8		
6.	K _М	-	СРМсЗР	0,55		0	0,45		0,57		0	0,47	
			ИМсДЗ	0,1		0	0,05		0,12		0	0,06	
			СРМсДЗ	0,1		0	0,06		0,12		0	0,07	

Показатель эффективности №1 – среднее значение момента в Нм. В номинальном режиме за счет сильной редукиции скорости наилучший результат показала СРМсДЗ. СРМсЗР оказалась хуже на 30% несмотря на большее отношение реактансов по осям. Из-за размещения двух обмоток в пазах статора ИМсДЗ показала самые низкие результаты и оказалась на 45% хуже СРМсДЗ. В перегрузочном режиме за счет хорошего отношения реактансов наилучшие результаты показала СРМсЗР. У СРМсДЗ и ИМсДЗ при перегрузке резко падает отношение реактансов в силу конструкции их магнитной системы и их показатели оказались хуже на 30% и 55%. При увеличении числа фаз с 3 до 6 рассматриваемый показатель увеличился для всех типов исследуемых машин на 2-3%.

Показатель эффективности №2 – пульсации момента в процентах от среднего его значения. Электрические машины с двухсторонней зубчатостью (СРМсДЗ и ИМсДЗ) показали наилучшие результаты – 1-10 %. Большие зубцовые пульсации момента СРМсЗР ухудшают этот показатель до 20-30%. Эффективными методами улучшения рассматриваемого показателя является скос пазов статора на одно зубцовое деление [8]. Увеличение числа фаз с 3 до 6 существенно не влияет на этот показатель для всех типов машин исследуемого класса.

Показатель эффективности №3 – величина максимального значения фазного напряжения. Этот показатель показывает, какой запас по напряжению нужно закладывать в электрический преобразователь, чтобы обеспечить заданный режим работы электрической машины. Он связан с показателем эффективности №2 поэтому здесь прослеживаются те же закономерности. Увеличение числа фаз с 3 до 6 приводит к делению напряжения между фазами и уменьшению этого показателя в 2 раза.

Показатель эффективности №4 – это среднее значение фазного напряжения. Этот показатель пропорционален отношению показателя №1 к показателю №6, т.е. показывает эффективность электромеханического преобразования с точки зрения развиваемого момента в заданных габаритах и величины потребления реактивной мощности. Наилучший результат здесь у СРМсЗР. Самый плохой показатель у

СРМсДЗ. Также, как и в случае третьего показателя, увеличение числа фаз с трех до шести приводит к уменьшению этого показателя почти в 2 раза.

Показатель эффективности №5 – максимальная скорость изменения фазного напряжения. Этот показатель пропорционален показателю №2 и пропорционален требуемой частоте среза контура тока в системе управления СРМ или ИМ. Наихудший результат, очевидно, у СРМсЗР, а наилучший – у ИМсДЗ.

Показатель эффективности №6 – коэффициент мощности. Наилучший показатель у СРМсЗР. У ИМсДЗ и СРМсДЗ этот показатель хуже в 5-10 раз. Увеличение числа фаз почти не влияет на этот показатель.

Теперь полученные количественные показатели переведем в дискретный вид, т.е. наилучшему показателю присвоим значение 3, среднему – 2, а наимудшему – 1. Кроме того, введем вес каждого показателя в зависимости от его важности для электропривода стана ХПТ, которая определяется из требований к этому электроприводу. Здесь значения будут такими: наиболее важный показатель – 3, средний – 2, неважный – 1. Итоговые показатели приведены в табл. 6.6.

Таким образом, по результатам исследования можно рекомендовать СРМсЗР. Больше количество баллов по сравнению с остальными вариантами объясняется хорошим балансом между силовыми, энергетическими показателями.

Таблица 6.6

Итоговые показатели эффективности электрических машин для стана ХПТ

№ показателя	Обозначение	Вес показателя	Тип машины		
			ИМсДЗ	СРМсДЗ	СРМсЗР
1.	M_{CP}	3	1	2	2
2.	ΔM	3	3	2	1
3.	U_M	2	2	1	3
4.	U	2	2	1	3
5.	U'	1	3	2	1
6.	K_M	3	1	2	3
Итоговое значение			26	24	31

Выводы:

1. Увеличение количества фаз питания позволяет улучшить показатели качества работы электропривода стана холодной прокатки труб за счет увеличения запаса по напряжению, но требует дополнительных затрат на электрический преобразователь.

2. По результатам исследования СРМсДЗ можно рекомендовать для электроприводов, работающих в предельных режимах, где другие типы роторов не проходят по механической прочности.

3. По результатам сопоставления роторов для электроприводов стана холодной прокатки труб можно рекомендовать СРМсЗР. Он позволяет получить сбалансированное решение по силовым и энергетическим критериям при хороших возможностях управления и достаточной механической прочности.

4. ИМсДЗ можно рекомендовать для механизмов, где важны хорошие регулировочные и энергетические показатели, при этом требование к удельным показателям невысокое.

6.3.2. Тяговые электрические машины

В последнее время активно развиваются электрические машины для электротранспорта благодаря совершенствованию элементной базы [50, 63, 62, 81-83, 113, 33, 156, 191, 220, 211]. Наиболее высокие требования к электрической машине предъявляются в интегрированных стартер-генераторных системах. Интегрированные стартер-генератор является важным устройством для гибридных транспортных средств. Помимо пуска двигателя и зарядки аккумулятора такое устройство предлагает три оригинальные функции: система старт-стоп при стоянке на холостом ходу, рекуперативное торможение, дополнительная мощность.

В микро гибриде обычный стартер исключается и заменяется генератором на 3-5 кВт и напряжением питания 14-42 В. Гибридный стартер-генератор обеспечивает функцию старт-стоп и зарядку аккумулятора только на торможении.

В среднем гибриде стартер-генераторная система размещается между двигателем и трансмиссией, мощность составляет 7-15 кВт, напряжение питания 100-150

В. Такая система обеспечивает функции старт-стоп и полное рекуперативное торможение. Напряжение батареи составляет 36-144 В. Запускать автомобиль на стартере-генераторе нельзя.

Полный гибрид может двигаться только на одном двигателе или сочетании двигателей. Функции: электрический запуск, функция старт-стоп, рекуперативное торможение и ДВС меньшей мощности. Это позволяет добиться экономии топлива до 30%. Мощность электродвигателя составляет 50-60 кВт, а напряжение 500-600 В, ёмкость аккумулятора 1-2 кВтч при номинальном напряжении 200-300 В. Здесь возможная конфигурации с ДВС полной мощности.

Экономия топлива и стоимость увеличиваются от микрогибрида до полного гибрида при этом возрастает мощность и уровень гибридизации. Типичный электромобиль комплектуется электродвигателем мощностью 50-60 кВт и напряжением 650 В, батареей ёмкостью 30-50 кВтч и напряжением 400-500 В.

Проектирование системы сложное, т.к. она должна обеспечить пять функций, рассмотренных выше. Плюс она работает в жестких условиях в связке с ДВС, где высокие температуры и вибрации. Критерии проектирования, следующие: начальный крутящий момент должен быть в 3-4 выше номинального момента, чтобы запустить ДВС; система должна иметь долгий срок службы, в режиме старт-стоп до миллиона запусков за 10 лет; диапазон работы с постоянной мощностью выше номинальной скорости должен составлять минимум 3-4:1, чтобы обеспечить генерацию энергии для зарядки аккумулятора; рекуперативное торможение должно быть энергоэффективным, более 60% энергии торможения должно сохраняться; высокий крутящий момент на низких скоростях для передачи дополнительной мощности ДВС; высокий КПД более 85 % в широком диапазоне скоростей и моментов; должна выдерживать рабочие вибрации до 20 г; должна работать в широком диапазоне температур от -30 до 120 С; должна быть удобна в эксплуатации, а машина для системы не должна требовать ухода; стоимость системы должна быть приемлемой.

Рис. 6.10 взят из [34] с целью анализа режимов работы электрических машин, работающих в составе тягового электропривода. Ниже приводится его описание.

Оптимизацию электромеханического преобразователя для тяговых применений можно выполнить по методике п. 6.2, если механическую характеристик разделить на 3 части (см. рис. 6.10, а): участок поддержания постоянной мощности А-В, участок постоянной максимальной скорости от точки А до оси ординат параллельно оси абсцисс, участок постоянного максимального момента от точки В до оси абсцисс параллельно оси ординат. Благодаря такому подходу появляется возможность упростить задачу путем выбора машины отдельно для каждого участка с последующим введением весовых коэффициентов [34].

Выбор положения точек А и В (рис. 6.10, а) зависит от типа транспортного средства. В некоторых случаях устанавливается ограничение по моменту перегрузки, в других случаях устанавливается ограничение на величину максимальной скорости по технологическим причинам. На рис. 6.10, б показана вероятностная функция нагрузки, пиковое значение вероятности приходится на точку N, выбранную условно номинальной. На рис. 6.10, в показан примерный вид статических характеристик электрической машины в относительных единицах, за базу приняты номинальные значения величин. До точки N регулирование ведется увеличением магнитного потока при постоянном токе якоря. После точки N поток

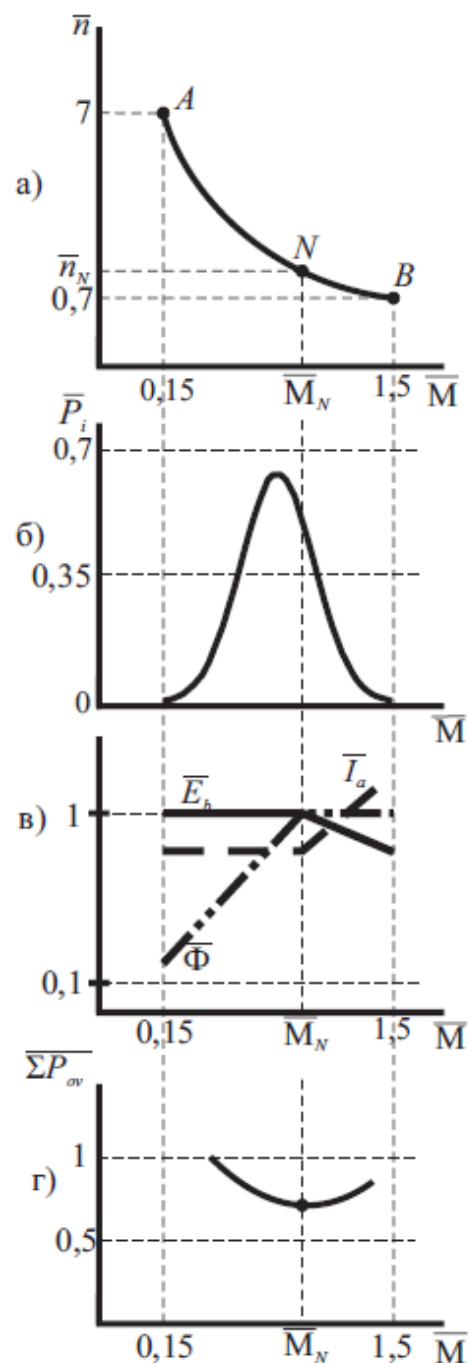


Рис. 6.10. Фазовая траектория движения (а), вероятностная функция нагрузки (б), статические характеристики (в) и суммарные потери (г) в тяговой электрической машине

поддерживается постоянным, а регулирование осуществляется током якоря. На рис. 6.10 г показана зависимость потерь от момента нагрузки. В зависимости от графика вероятности положение точки N может меняться [35].

С учетом данных, взятых из [34] и характера нагрузочной диаграммы приведены обобщенные требования технологического процесса к тяговым электрическим машинам в табл. 6.7.

Показатели эффективности электрических машин нормировались также, как это выполнено в п. 6.3.1. Введена трехступенчатая градация всех характеристик машин и трехступенчатая система весовых коэффициентов. Еще введен качественный показатель $M_{\text{ПЕРЕГР}}$ – перегрузочная способность электрической машины. Итоговые показатели приведены в табл. 6.8.

Таблица 6.7

Технические требования к тяговым электрическим машинам

Показатель	Значение	Единицы измерения
Диапазон мощностей	30-100	кВт
Перегрузочная способность	(3-5)	о.е.
Диапазон регулирования скорости в первой зоне	1:40	-
Диапазон регулирования скорости во второй зоне	7:1	-
Диапазон регулирования момента	1:10	-

Таким образом, по результатам исследования можно рекомендовать FSDC или СРМсЗР, работающие в составе регулируемого тягового электропривода. Большое количество баллов по сравнению с остальными вариантами объясняется высоким номинальным моментом, малыми его пульсациями, высоким перегрузочным моментом и умеренным коэффициентом мощности. Кроме того, наличие отдельной обмотки возбуждения у FSDC позволяет регулировать поток машины в широком диапазоне от преобразователя постоянного тока, подобно тому, как это реализовано в машинах постоянного тока.

Итоговые показатели эффективности тяговых электрических машин

№ показателя	Обозначение	Вес показателя	Тип машины		
			ВИМ	СРМсЗР	FSDC
1.	M_{CP}	3	1	3	2
2.	ΔM	3	1	3	3
3.	U_M	2	1	3	2
4.	U	2	2	1	3
6.	K_M	3	1	2	2
7.	$M_{ПЕРЕГР.}$	3	1	2	3
Итоговое значение			18	36	40

Идея СРМсЗР для тягового электропривода

В основу предлагаемого решения положена техническая задача, заключающаяся в повышении коэффициента использования электротехнической стали при изготовлении синхронной реактивной машины (патент РФ № 2346376) [77].

Задача решалась путем изменения геометрии сердечника статора. Предлагалось выполнить его в виде квадрата. Силовая многофазная обмотка СРМ располагалась в пазах вдоль внутренней расточки статора. Обмотка возбуждения с полным шагом располагалась в углах пакета. Обе обмотки необходимо питать от электрических преобразователей.

Предлагаемый вариант конструкции СРМ сохраняет все преимущества традиционной СРМ: простоту конструкции, технологичность изготовления, бесконтактное исполнение в совокупности с отсутствием обмотки на роторе повышает надежность, монолитный ротор позволяет добиться высокой прочности и поперечной жесткости, что в свою очередь позволяет получить высокие угловые скорости вращения и большие перегрузки по моменту. Дополнительно к этому предлагаемая конструкция позволяет повысить коэффициент использования электротехнической стали, которая необходима для изготовления электрической машины, за счет

использования угловых частей листа, которые при традиционной конструкции СРМ шли бы в обрезь.

На рис. 6.11, где представлена в разрезе в качестве примера трехфазная синхронная реактивная машина, в пазах статора 1, расположенных в плоскостях $A - a$, $B - b$, $C - c$, сдвинутых пространственно на 120 градусов, размещены силовые обмотки 2, 3 и 4, образующие многофазную силовую обмотку. Ротор 5 синхронной реактивной машины выполнен явнополюсным. В примере синхронной реактивной машины, изображенном на рис. 6.11, длины полюсной дуги ротора и межполюсного промежутка равны и составляют 90 градусов. Кроме многофазной силовой обмотки, на статоре в пазах, расположенных в плоскостях $X - x$, $Y - y$, проходящих через углы его пакета, размещены обмотки возбуждения 6 и 7, выполненные с полным шагом и образующие многофазную обмотку возбуждения.

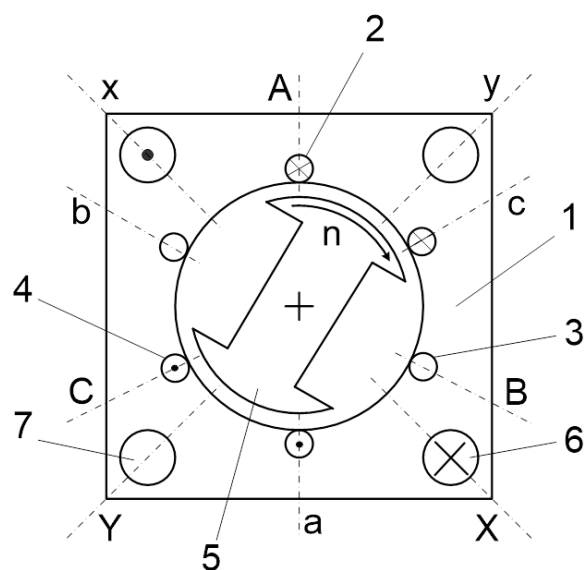


Рис. 6.11. Схематичный поперечный разрез синхронной реактивной машины

Возможны и другие версии обмоток в синхронной реактивной машине: с другим числом фаз обмотки возбуждения (например, две пары обмоток, оси которых параллельны сторонам пакета) и (или) силовых обмоток (например, соединенных по схеме “звезда – обратная звезда”, шестифазная звезда и др.).

Синхронная реактивная машина работает следующим образом. Управляемые возбудители, от которых питаются обмотки возбуждения, подают в них ток только в те моменты времени, когда обмотки возбуждения находятся в межполюсном промежутке. В остальное время ток по этим обмоткам не протекает. Силовая многофазная обмотка в режиме двигателя может питаться от источников тока, которые подают ток, когда обмотки располагаются под полюсами ротора. Или могут подключаться к неуправляемому выпрямителю в генераторном режиме.

6.3.3. Электрические машины для механизмов с вентиляторным характером нагрузки

В вентиляторах и насосах достигается наибольший эффект применения регулируемых электрических машин [203]. Фазовая траектория движения изображающей точки в координатах скорости и момента для механизмов с вентиляторным характером нагрузки представляет из себя гиперболу. Проведен большой объем исследований и сформулированы законы, обеспечивающие энергоэффективные режимы работы за счет применения частотно-регулируемого электропривода [34, 40]. Характеристики электрических машин играют ключевую роль там, где насосы находятся в ограниченных габаритах и в тяжелых условиях эксплуатации. Таким примером могут являться буровые насосы в составе буровых комплексов нефтегазового сектора. Опыт эксплуатации показал, что производительность буровых установок с электрическим приводом выше, чем установок с дизельным приводом. Это объясняется большей эксплуатационной надежностью, лучшей управляемостью и улучшением условий труда буровой бригады. Расход топлива буровой установки с дизель-механическим приводом выше на 25%, чем расход топлива буровой установки с дизель-механическим приводом [18].

Буровой насос при работе на постоянное гидравлическое сопротивление имеет вентиляционную характеристику, а при бурении и при восстановлении циркуляции насос работает с постоянным моментом. Диапазон регулирования скорости не превышает 30-50 % вниз от номинальной, для глубоких и сверхглубоких скважин – 100% диапазон регулирования скорости. Способы регулирования бывают параметрические и электрические [18, 34].

Рис. 6.12 взят из [34] с целью анализа режимов работы электрических машин с вентиляторным характером нагрузки и формирования требований к ним. Ниже приводится пояснение к рисунку.

Статическая характеристика в координатах “напор – расход” представлена на рис. 6.12в. В современных системах напор регулируют изменением частоты вращения двигателя насоса. При этом характеристика (рис. 6.12, в) в первом

приближении переносится параллельно самой себе. Ниже на рис. 6.12, г представлена энергетическая характеристика системы, которая показывает зависимость потребляемой из питающей сети активной мощности от напора.

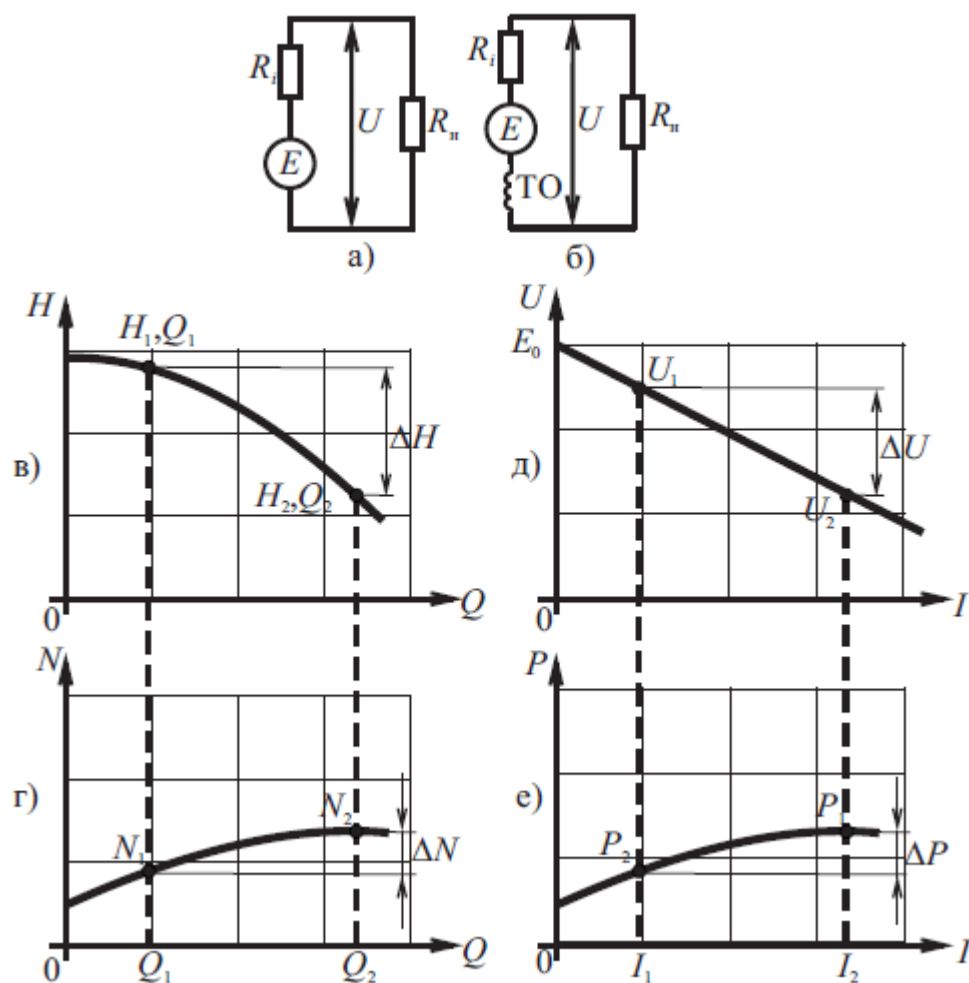


Рис. 6.12. Характеристики для механизмов с вентиляторным характером нагрузки:

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)

Характеристика сети со стороны потребителя имеет форму параболы и не показана на рис. 6.12. Рабочая точка находится на пересечении напорной и расходной характеристик. Оптимальная траектория движения изображающей точки на фазовой характеристике имеет форму параболы, поэтому необходимо обеспечить достаточную перегрузочную способность электрической машины в зоне высоких скоростей, при этом на малых скоростях допустимо снижать максимальное значение электромагнитного момента.

Описание гидравлических систем при помощи электрических схем замещения является наиболее наглядным с точки зрения понимания физических процессов в гидравлической сети и синтеза законов регулирования. В этом случае ток (I) будет характеризовать расход, ЭДС (E) – напор, активные сопротивления (R) – падения напора внутри насоса и в гидравлической сети. Изменение напора гидравлической сети на электрической схеме рис. 6.12а не учитывается. Параметр R_i учитывает падение давления внутри насоса, а R_H – гидравлическую сеть. Учет изменения величины E выполнен на рис. 6.12, б введением токовой обмотки (ТО). На рис. 6.12, д, е показаны статические характеристики источника ЭДС – внешняя и энергетическая. Для нормирования коэффициентов математического описания можно использовать энергетические характеристики (рис. 6.12 г, е) [34].

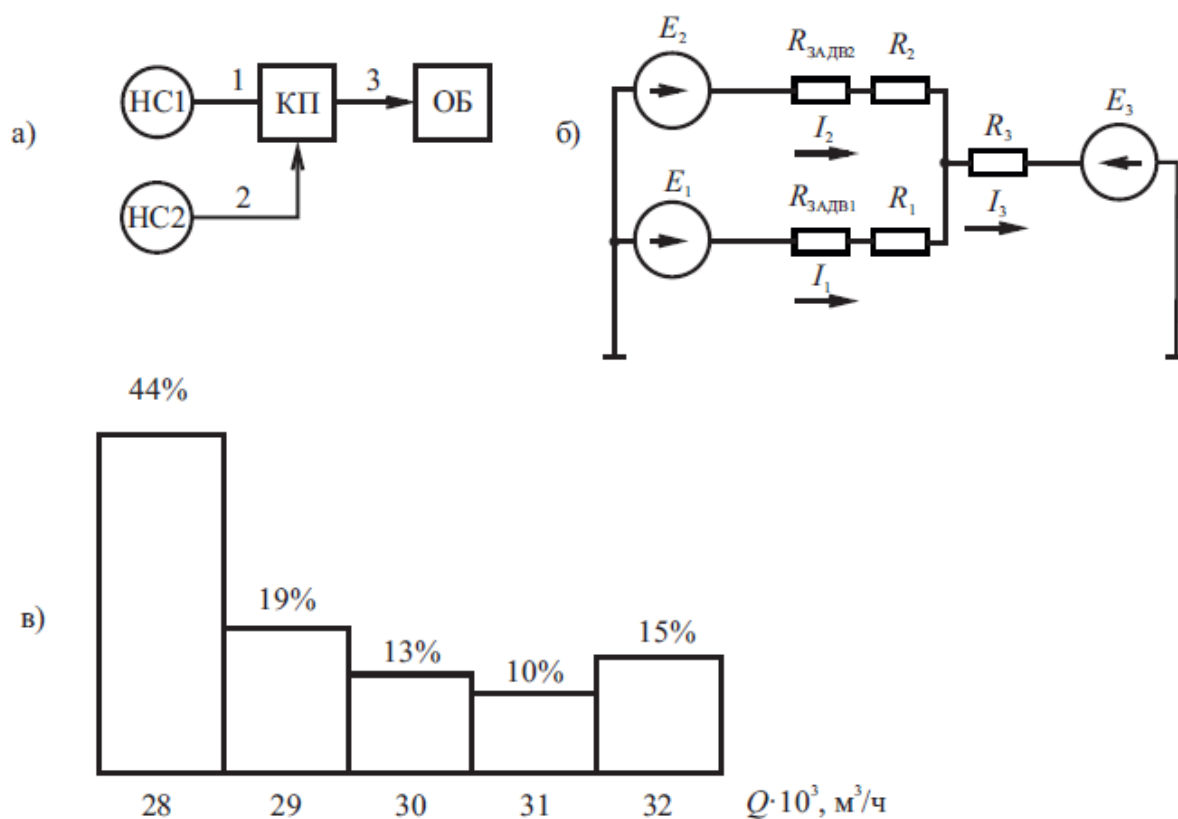


Рис. 6.13. Пример расчета : а) Обобщенная гидравлическая схема; б) электрическая схема замещения; в) гистограмма распределения почасовой подачи воды

Рис. 6.13 взят из [34] с целью иллюстрации подходов к анализу режимов работы электрических машин, работающих параллельно на единую магистраль.

Параллельная работа насосов на единую магистраль показана на технологической схеме рис. 6.13 а. Насосы НС1 и НС2 работают на общую гидравлическую сеть и вода через трубопровод 3 поступает в общий бассейн (ОБ).

Электрическая схема замещения участка гидравлической сети представлена на рис. 6.13б. 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. 6.13, в) и электрических схем замещения можно дать наиболее рациональные траектории движения изображающих точек на фазных траекториях рабочих насосов и сформулировать требования к регулируемым электрическим машинам [34].

В итоге на основании данных из [34] сформулированы следующие требования к электрической машине, работающей в составе регулируемого электропривода механизма с вентиляторным характером нагрузки: достаточная перегрузочная способность при работе на номинальной скорости, пониженная нагрузка на малых скоростях, простая схема электрического преобразователя. Последнее обстоятельство вносит ограничение на выбор машины. Стандартную схему питания имеют СРМсЗР, СРМсАР1, СРМсАР2. Машины СРМсДЗ и ИМсДЗ хоть и позволяют использовать стандартную схему питания, но являются тихоходными по своей природе и имеют ограниченный диапазон регулирования скорости, поэтому исключаются из рассмотрения для этой группы механизмов.

Показатели эффективности электрических машин будем также нормировать, как это выполнено в п. 6.3.1 и 6.3.2. Введем трехступенчатую градацию всех характеристик машин и трехступенчатую систему весовых коэффициентов. Итоговые показатели приведены в табл. 6.9.

Таким образом, по результатам исследования можно рекомендовать СРМсАР1 или СРМсАР2, работающие в составе регулируемого электропривода механизма с

вентиляторным характером нагрузки. Большое количество баллов по сравнению с остальными вариантами объясняется умеренными пульсациями момента высоким коэффициентом формы фазного напряжения и умеренными требованиями к контуру тока.

Таблица 6.9

Итоговые показатели эффективности электрических машин для механизмов с вентиляторным характером нагрузки

№ показателя	Обозначение	Вес показателя	Тип машины		
			СРМсЗР	СРМсАР1	СРМсАР2
1.	M_{CP}	3	1	2	3
2.	ΔM	3	2	3	1
3.	U_M	2	2	3	1
4.	U	2	1	2	3
5.	U'	1	2	3	1
6.	K_M	3	1	2	3
Итоговое значение			20	34	30

Выводы по главе 6

1. Дан анализ экспериментальным данным, полученным на опытных образцах СРМ. Путем сопоставления расчетных значений момента, активной и полной мощностей, а также взаимных и собственных индуктивностей фазных обмоток с экспериментальными величинами подтверждена адекватность предложенных обобщенной аналитической и конечно-элементных математических моделей.

2. Предложена методика выбора типа и модификации электрической машины в зависимости от требований технологического процесса. В ее основу положен метод скалярного ранжирования и критерий Парето. Параметрами вектора приняты характеристики электрических машин: величина удельного момента; пульсации момента; величина максимального значения напряжения; прочность ротора машины; возможности перегрузки по моменту; энергоэффективность и КПД; эффективность работы на высоких скоростях и коэффициент мощности. Ограничения на выбор той или иной электрической машины разделены по конструктивному признаку активной части, схемам силовых цепей электрического преобразователя.

3. Получены численные значения критериев выбора, которые показывают эффективность работы электрических машин для электропривода следующих групп механизмов: пилигримовая группа, тяговые применения, механизмы с вентиляторным характером нагрузки. Наибольшую эффективность для механизмов пилигримовой группы имеет синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, для тяговых применений – FSDC машина или синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, для механизмов с нагрузкой вентиляторного типа – синхронная реактивная машина с анизотропным ротором.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Выполнена комплексная систематизация сведений по классам синхронных реактивных и индукторных электрических машин. Показано, что оценка потребительских свойств таких машин по всему комплексу технико-экономических показателей в достаточной степени не выполнялась и носит разрозненный и несистемный характер. Между тем показано, что машины рассматриваемого класса имеют большой неиспользуемый резерв по улучшению массогабаритных удельных показателей, которые могут быть достигнуты только при совместном учете работы электромеханического и полупроводникового преобразователей. Так, в некоторых научных трудах установлено, что наилучшее использование электромеханического преобразователя по массогабаритным показателям может быть достигнуто при несинусоидальном питании электрических машин, в том числе и в многофазной конфигурации, когда приходится пересматривать схему силовых цепей полупроводниковых преобразователей частоты.

2. В ряде научных источников предлагаются методы оптимизации электромеханических преобразователей при работе в номинальной точке по методу весовых функций, который заключается в выборе рационального соотношения активных материалов путем введения весовых коэффициентов для каждого из элементов, участвующих в создании электромагнитного момента.

3. Предлагается стратегия создания нового научного направления – нового подхода к разработке электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин, который учитывает не только особенности совместной работы полупроводникового и электромеханического преобразователей, но и объектно-ориентированного подхода, который учитывает характер нагрузочных и скоростных диаграмм механизмов, диктуемый требованиям технологического процесса. В этом случае проектирование электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин выполняется с учетом расширенного диапазона скоростей и моментов нагрузки.

4. Получены обобщённые аналитические зависимости электромагнитного момента в функции углового положения ротора и времени, активной и полной мощностей в функции углового положения ротора и угловой координаты витка обмотки, где они измеряются, для обычной машины, которые могут быть успешно использованы не только для сопоставления разных типов электромеханических преобразователей класса реактивных и индукторных машин, но и для оценки предельных удельных массогабаритных показателей при гармоническом распределении МДС и проводимостей вблизи воздушного зазора.

5. Выполнено сопоставление различных конструкций класса синхронных реактивных и индукторных машин по широкому спектру технико-экономических показателей. Установлено, что наилучшим коэффициентом мощности обладает синхронная реактивная машина с анизотропным ротором и достигается это за счет высокого отношения индуктивностей по продольной и поперечной осям машины, близкого к синусоидальному распределению индукции в зазоре машины. Наилучшее использование электрической машины по электромагнитному моменту наблюдается в синхронной реактивной машине с двухсторонней зубчатостью, что связано с высокой скоростью смещения основной гармоники проводимости вдоль воздушного зазора при малом смещении ротора из-за малой разницы в количестве зубцов статора и ротора. Показано, что за счет размещения двух обмоток в пазах статора вместо одной индукторная машина с зубчатым ротором и «гладким» статором имеет наихудшие условия электромеханического преобразования энергии, поэтому в дальнейших исследованиях данный тип машины не рассматривался.

6. Предложенные аналитические зависимости и упрощенные модели позволили не только оценить предельные возможности конкретных машин, но и определить пути достижения этих показателей. Так был решен ряд частных задач по выбору параметров некоторых типов конструкций электромеханических преобразователей класса индукторных машин. Например, для достижения предельного среднего за период электромагнитного момента в заданных габаритах нужно выбирать амплитуды МДС обмоток примерно одинаковыми, а числа пар полюсов минимизировать. Первое обстоятельство объясняется тем, что обе МДС вносят равный

вклад в электромагнитный момент и весовые коэффициенты их амплитуд для достижения максимума должны быть также одинаковыми. Второе обстоятельство объясняется тем, что при увеличении числа пар полюсов обмотки доля тока возбуждения возрастает, что снижает эффективность электромеханического преобразования.

7. Установлено, что в классе синхронных реактивных и индукторных машин процент обмоточной меди относительно электротехнической стали оказывается существенно большим по сравнению с классическими асинхронными машинами. Это соотношение проявляется менее выразительно для электрических машин, приводящих в движение технологические объекты, работающие с существенно неравномерным (“рваным”) характером нагрузки. При таком соотношении активных материалов наблюдается наибольшее отношение реактансов по продольной и поперечной осям машин в исследуемом классе. С увеличением мощности машины оптимальная доля активной электротехнической стали относительно обмоточной меди возрастает из-за больших электромагнитных нагрузок, допустимых по условиям охлаждения. Это соответствует режиму перегрузки от тока и момента для машин меньшей мощности.

8. Комплексная оптимизация электромеханических систем для класса синхронных реактивных и индукторных электрических машин показала, что наилучшее использование активных материалов по электромагнитному моменту реализуется в электрических машинах, геометрия которых существенно отличается от классических асинхронных электрических машин. Показано, что в этом случае массогабаритные показатели (электромагнитный момент в заданных габаритах машины) улучшается по сравнению с асинхронными двигателями почти в 2 раза по величине номинального момента и в 1,5 раза по отношению кратности перегрузочного момента к кратности перегрузочного тока. Полученные результаты были объяснены полной управляемостью токами статорных обмоток, которые участвуют в создании электромагнитного момента, и отсутствием обмоток на роторе, а также конструктивными особенностями некоторых типов машин исследуемого класса, которые приводят к эффекту редукации скорости вращения ротора.

9. Получена группа зависимостей между величинами воздушного зазора и электромагнитного момента. Анализ этих зависимостей показал, что наибольшее влияние воздушного зазора характерно для машин с двухсторонней зубчатостью и распределенными обмотками на статоре. Наименьшее влияние характерно для синхронных реактивных машин с зубчатым ротором. Предложено физическое обоснование полученных зависимостей, и связано это с разной степенью изменения отношения реактансов по осям исследуемых машин при изменении доли магнитного сопротивления воздушного зазора в зависимости от мощности. Рассмотренные зависимости могут быть успешно использованы на этапе объектно-ориентированного проектирования электрических машин при выборе их класса и типа. Для механизмов металлургического производства и нефтегазового комплекса актуальными оказываются решения с относительно большим воздушным зазором.

10. Выполненная комплексная оптимизация электромеханических преобразователей класса синхронных реактивных и индукторных машин по ряду технико-экономических показателей с учетом объектно-ориентированного подхода позволила оценить эффект от оптимизации для разных типов машин в широком диапазоне мощностей. Показано, что наибольшим номинальным моментом по результатам оптимизации обладает синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью, и этот эффект достигает наибольшего значения, равного почти 2-м номинальным значениям момента асинхронного двигателя того же габарита в диапазоне средних и больших мощностей. Связано это с сильной чувствительностью момента к величине воздушного зазора для этого типа машины, а, как известно, доля магнитного сопротивления воздушного зазора в магнитной системе уменьшается с увеличением мощности. Наилучший показатель по отношению кратности перегрузочного момента к кратности перегрузочного тока реализуется в вентильно-индукторной машине, и достигает он наилучших значений (почти 1:1) в том же диапазоне мощностей.

11. Получила развитие и обобщена теория формирования управляющих воздействий с возможностью задания несинусоидальной формы фазного тока в многофазных электрических машинах, заключающаяся в определении

оптимальных законов управления фазными токами для всего класса синхронных реактивных и индукторных машин по критерию максимального момента и с учетом характера момента сопротивления со стороны технологического механизма. Определен эффект отказа от синусоидальной формы фазного тока в пользу более сложных законов управления для широкого диапазона мощностей. Установлено, что в машинах малых и средних мощностей этот эффект варьируется от 0% до 30%, а в машинах больших мощностей эффективность оптимизации достигала порядка 35%. Полученные значения объяснены делением подводимой к электромеханическому преобразователю электрической мощности путем увеличения фаз статорной обмотки до 6-ти и выше. Это привело к сокращению разницы между средним и максимальным значениями электромагнитного момента, снижению величины его пульсаций, сокращению величин фазных зон обмоток, и, в конечном счете, увеличению эффекта отказа от синусоидальной формы тока статорных обмоток.

12. Решением комплексной задачи оптимизации формы управляющих воздействий класса синхронных реактивных и индукторных машины было определено содержание высших гармоник в оптимальной форме фазного тока. Так, для следующих типов электрических машин: синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, синхронная реактивная машина с двухсторонней зубчатостью и индукторная машина с двухсторонней зубчатостью – оптимальная форма тока в фазных обмотках содержала первую и третью гармонику, при этом эффект от оптимизации оценивался 10-ти процентным и 15-ти процентным увеличением среднего значения момента для трехфазных и шестифазных электрических машин соответственно. Такая форма фазного тока для этих типов машин обусловлена содержанием высших гармоник проводимостей магнитного потока зубчатого ротора, которые полезно взаимодействуют с высшими гармониками фазного тока. В то же время, в вентильно-индукторной машине оптимальная форма тока содержала нулевую гармонику, а также четный ряд гармоник 2, 4, 8, 10 и достигаемый эффект оценивался 30-ти процентным и 35-ти процентным увеличением среднего значения момента для трехфазных и шестифазных машин соответственно. Полученная форма управляющих воздействий объяснена конструктивными особенностями магнитной

системы (малое количество зубцов статора и ротора) и переходом к более выгодным в этом случае зубцовым фазным обмоткам. Для FSDC оптимальная форма тока содержала 2, 4 и 6 гармоники, при этом развиваемый электромагнитный момент увеличивался на 13% и 20% для трехфазных и шестифазных машин соответственно, и связано это с особенностями магнитной системы, как и в случае вентильно-индукторной машины, а также с особенностями выполнения обмотки: катушки охватывают пару зубцов, при этом силовые обмотки и обмотки возбуждения сдвинуты по окружности расточки статора друг относительно друга на одно зубцовое деление.

13. Для синхронных реактивных машин с анизотропным ротором оптимизация управляющих воздействий не дала положительных результатов. Здесь наилучшим являлось гармоническое управляющее воздействие для всего диапазона мощностей. Это объяснено конструкцией анизотропного ротора, при которой распределение индукции в зазоре близко к синусоидальному, при этом проводимость ротора менялась при его повороте по гармоническому закону вдоль всей длины воздушного зазора, и высшие гармоники управляющих воздействий не оказывали полезного эффекта.

14. Получила развитие общая теория магнитных потерь для класса синхронных реактивных и индукторных машин, которая включает в себя комплексную математическую модель, дает физическое объяснение и систематизирует особенности локализации этих потерь в рассматриваемом классе электрических машин, а также позволяет систематизировать структуры управления по принципу учета магнитных потерь при формировании управляющих воздействий. В предложенной теории разработана математическая исследуемого модель класса синхронных реактивных и индукторных машин, в которой учитываются потери в активной стали электрических машин. В основу модели положен известный принцип разложения кривой индукции в ряд Фурье с последующим разложением потерь по каждой гармонике, отличающийся их расчетом, представляя магнитную структуру как систему с распределенными параметрами.

15. Проведен анализ и систематизированы сведения по локализации магнитных потерь в классе синхронных реактивных и индукторных машин. Показано, что наибольшая доля потерь в классе синхронных реактивных и индукторных машин – это потери в стали статора (80-98%), обусловленные его перемагничиванием. Выполнена оценка увеличения потерь в стали статора, обусловленных несинусоидальностью кривой индукции в воздушном зазоре, доля которых может достигать 15%. Анализ магнитных потерь в роторе показал, что наибольшие магнитные потери получены для машин с существенной редуцией скорости и двухсторонней зубчатостью, и связано это с содержанием в кривой индукции большого количества гармоник большой амплитуды.

16. Предложен алгоритм коррекции управляющих воздействий по критерию обеспечения максимального электромагнитного момента с учетом характера распределения магнитных потерь, отличающийся от существующих поиском оптимального угла нагрузки по первой гармонике МДС путем регистрации входной активной мощности при постоянных фазных токах и скорости вращения ротора. Проведенный анализ показал, что коррекцию управляющих воздействий нужно выполнять в электрических машинах, работающих на повышенных скоростях или с повторно-кратковременным характером нагрузки, и объясняется это существенными потерями в стали при перегрузке по току, моменту или скорости, которые в этом случае сильно влияют на систему управления.

17. Дан анализ экспериментальным данным, полученным на опытных образцах СРМ. Путем сопоставления расчетных значений момента, активной и полной мощностей, а также взаимных и собственных индуктивностей фазных обмоток с экспериментальными величинами подтверждена адекватность предложенной обобщенной аналитической математической модели.

18. Предложена методика выбора типа и модификации электрической машины в зависимости от требований технологического процесса. В ее основу положен метод скалярного ранжирования и критерий Парето. Параметрами вектора приняты характеристики электрических машин: величина удельного момента; пульсации момента; величина максимального значения напряжения; прочность

ротора машины; возможности перегрузки по моменту; энергоэффективность и КПД; эффективность работы на высоких скоростях и коэффициент мощности. Ограничения на выбор той или иной электрической машины разделены по конструктивному признаку активной части, схемам силовых цепей электрического преобразователя.

19. Получены численные значения критериев выбора, которые показывают эффективность работы электрических машин для электропривода следующих групп механизмов: пилигримовая группа, тяговые применения, механизмы с вентиляторным характером нагрузки. Наибольшую эффективность для механизмов пилигримовой группы имеет синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, для тяговых применений – FSDC машина или синхронная реактивная машина с зубчатым ротором, для механизмов с нагрузкой вентиляторного типа – синхронная реактивная машина с анизотропным ротором.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автономный генератор на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горюжанкин // Труды 14 международной научно-практической конференции “Электроприводы переменного тока”, Екатеринбург, 13–16 марта, 2007: сб. науч. тр. междунар. конференц. – Екатеринбург: УГТУ–УПИ, 2007. – С. 73–75.
2. Алиев, И.И. Асинхронный энергосберегающий двигатель / И.И. Алиев // Электротехника. – 2001. – № 11. – С. 39–41.
3. Алиев, И.И. Коэффициент мощности асинхронного энергосберегающего двигателя / И.И. Алиев // Электротехника. – 2004. – № 5. – С. 29–31.
4. Андрианов, М.В. Применение метода отдельных потерь при определении коэффициента полезного действия асинхронного двигателя, работающего от полигармонического источника напряжения / М.В. Андрианов, Р.В. Родионов // Электротехника. – 2007. – № 6. – С. 20–24.
5. Анучин, А.С. Разработка цифровых систем эффективного управления комплектов тягового электрооборудования гибридных электрических транспортных средств: диссертация доктора технических наук: 05.09.03 / Анучин Алексей Сергеевич; [Место защиты: МЭИ]. – Москва, 2018. – 445 с.
6. Афонин, А.А. Исследование беспазовых электрических машин с постоянными магнитами / А.А. Афонин, В.В. Гребеников // Доп. Нац. АН Украины. – 2009. – № 5. – С. 99–104.
7. Банди, Б. Методы оптимизации. Вводный курс: [пер. с англ.] / Б. Банди. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
8. Белоусов, Е.В. Электропривод механизма подачи стана холодной прокатки труб с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Белоусов Евгений Викторович. – Челябинск, 2014. – 145 с.

9. Бермант, А.Ф. Курс математического анализа / А.Ф. Бермант. – Изд. девятое. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1959. – 358 с.

10. Бесконтактные электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, С.А. Чупин // Труды 5 международной (16 Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу (АЭП 2007), Санкт-Петербург, 18–21 сент., 2007. СПб: СПбГПУ, 2007. – С. 192–194.

11. Беспалов, В.Я. О преобразовании систем дифференциальных уравнений электрических машин с электрической и магнитной асимметрией / В.Я. Беспалов, Ю.А. Мощинский // Электричество. – 1984. – № 1. – С. 57-59.

12. 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.

13. 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.

14. 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.

15. 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.

16. Борисенко, А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах / А.И. Борисенко, В.Г. Данько, А.И. Яковлев. – М.: Энергия, 1974. – 560 с.
17. Брахман, Т.Р. Многокритериальность и выбор альтернативы в технике / Т.Р. Брахман. – М.: Радио и связь, 1984. – 287 с.
18. Буровые комплексы / под общ. ред. К.П. Порожского. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2013. – 768 с.
19. Бычков, А.Е. Система управления электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Бычков Антон Евгеньевич. – Челябинск, 2013. – 125 с.
20. Валов, А.В. Импульсно-векторное управление асинхронным электроприводом с фазовым ротором: дис. - канд. техн. наук: спец. 05.09.03 / Валов Артем Владимирович; ЮУрГУ. – Челябинск, 2009. – 166 с.
21. Вентильный электропривод с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков// Электротехника. – 2013 – № 3. – С. 37 – 43.
22. Возможности и перспективы электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Наука и технологии. Труды XXVIII Российской школы. – М.: РАН, 2008. – Том 2. – С. 113–122.
23. Вольдек, А.И. Исследование магнитного поля в воздушном зазоре явнополюсных синхронных машин методом гармонических проводимостей / А.И. Вольдек // Электричество. – 1966. – № 7. – С. 46-52.
24. Вольдек, А.И. Электрические машины/ А.И. Вольдек. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
25. Гайдук, С. П. Использование магнитного взаимодействия в шихтованном магнитопроводе для улучшения его эксплуатационных характеристик / С.П. Гайдук, Л.М. Шейко // Электричество. – 2008. – № 1. – С. 66–69.

26. Голланцев, Ю. А. Пульсации пускового момента вентильного индукторно-реактивного двигателя / Ю.А. Голланцев // Электричество. – 2003. – № 6. – С. 37–42.

27. Горожанкин, А.Н. Коммутационные потери в электроприводе с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / А.Н. Горожанкин // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2009. – №34 (167), выпуск 12. – С. 56–59.

28. Горожанкин, А.Н. Выбор геометрии ротора синхронной реактивной машины для электроприводов стана холодной прокатки труб / А.Н. Горожанкин // Электротехника. – 2020. – №5. – С. 2–7.

29. Горожанкин, А.Н. Алгоритмы и структуры управления электроприводом подачи стана холодной прокатки труб / А.Н. Горожанкин, М.М. Дудкин // Электротехника. – 2020. – №7. – С. 33–39.

30. Горожанкин, А.Н. Оценка эффективности электромеханического преобразования в синхронных реактивных машинах / А.Н. Горожанкин, В.А. Кушнарёв, А.А. Грызлов // Электротехника. – 2021. – №5. – С. 2–7.

31. Горожанкин, А.Н. Особенности синтеза синхронных реактивных и индукторных электрических машин / А.Н. Горожанкин, А.В. Коржов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2022. – Том 22, №2. – С. 81–91.

32. Горожанкин, А.Н. Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения: дис. - канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Горожанкин Алексей Николаевич. – Челябинск, 2010. – 138 с.

33. Горожанкин, А.Н. Электропривод для промышленных объектов с тяжелыми условиями эксплуатации / А.Н. Горожанкин, Н.В. Савостеенко // Проблемы, перспективы и направления инновационного развития науки: сб. статей международной научно-практической конференции (20 марта 2016 г., г. Курган). В 3 ч. Ч.2 – Уфа: АЭТЕРНА. – 2016. – С. 33-35.

34. Григорьев, М. А. Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям: диссертация доктора технических наук:

специальность 05.09.03 / Григорьев Максим Анатольевич; [Место защиты: Юж.-Ур. гос. ун-т]. – Челябинск, 2013. – 325 с.

35. Григорьев, М.А. Система управления электроприводом с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Электротехника. – 2013 – № 10. – С. 29 – 35.

36. Динамические показатели активных выпрямителей / М.А. Григорьев, С.И. Кинас, А.Н. Горожанкин, Е.В. Белоусов // Электротехника. – 2014. – №10. – С. 53–55.

37. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / под ред. М.Г. Чиликина. – М.: «Энергия», 1971. – 624 с.

38. Жарков, А.А. Разработка и исследование вентильно-индукторного электропривода с независимым возбуждением и микроконтроллерным управлением: дис. канд. техн. наук: специальность 05.09.03.: Жарков Александр Александрович. – Москва, 2008. – 150 с.

39. Жерве, Г.К. Промышленные испытания электрических машин / Г.К. Жерве. – Л.: Энергия, 1968.

40. Журавлев, А.М. Повышение надежности полупроводниковых преобразователей и электроприводов объектов кислородно-конвертерного производства: дис. - канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Журавлев Артем Михайлович. – Челябинск, 2016. – 163 с.

41. Захаров, А.В. Научные основы энергетического расчёта и проектирования электрических машин переменного тока для мехатронных систем: диссертация доктора технических наук: специальность 05.09.01 / Захаров Алексей Вадимович; [Место защиты: МЭИ]. – Владимир, 2017. – 312 с.

42. Захаров, Е.А. Исследование электропривода на базе VR машины: ВКР по программе магистратуры «Электроприводы и системы управления электроприводов», ЮУрГУ 13.04.02.2020.179 ВКР. – Челябинск: ЮУрГУ. – 2020. – 70 с.

43. Иванов-Смоленский, А. В. Электрические машины: учебник для вузов. В 2 Т. Т. 1 / А.В. Иванов-Смоленский. – 3 изд., стереот. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2006. – 652 с.

44. 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.
45. Каган, В.Г. Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений / В.Г. Каган. – М.: Энергия, 1975. – 241 с.
46. Казакбаев, В.М. Разработка высокоэффективного синхронного реактивного двигателя: диссертация кандидата технических наук: специальность 05.09.01 / Казакбаев Вадим Маратович; [Место защиты: УПИ]. – Екатеринбург, 2016. – 128 с.
47. Казаков, Ю. Б. Влияние параметров широтно-импульсного регулирования напряжения на добавочные потери в асинхронном двигателе / Ю.Б. Казаков, В.А. Андреева // Электричество. – 2008. – № 9. – С. 39–44.
48. Кобелев, А.С. Выбор внешнего диаметра сердечника статора для энергоэффективных асинхронных двигателей / А.С. Кобелев, Л.Н. Макаров // Состояние и перспективы развития электротехнологии (XVI Бернардовские чтения): сборник материалов международной научно-технической конференции. – Иваново. – ИГЭУ. – 2011. – С. 66-70.
49. 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 / Козина Татьяна Андреевна. – Челябинск, 2012. – 192 с.
50. Компенсация радиальных усилий в электроприводах с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Е.В. Белоусов, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков // Электротехника. – 2015. – №12. – С. 35–38.
51. Конечно-элементная 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.
52. Кононенко, Е.В. Синхронные реактивные машины / Е.В. Кононенко. – М.: Энергия, 1970. – 208 с.

53. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин / И.П. Копылов. М.: Высшая школа, 2000. – 148 с.
54. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М: Наука, 1968. – 720 с.
55. Кравчик, А.Э. Основные направления совершенствования асинхронных двигателей общего назначения / А.Э. Кравчик, М.В. Андрианов // Лифт. оборуд.: эксплуатация и ремонт. – 2007. – № 1-2. – С. 2–4.
56. Кручинина, И.Ю. Новые материалы для совершенствования характеристик современных электрических машин / И.Ю. Кручинина // Проблемы создания и эксплуатации новых типов электроэнергетического оборудования: Сб. трудов. Вып. 6. ОЭЭП РАН: СПб: Изд-во ОЭЭП РАН 2004. – С. 110–120.
57. Кузнецов, В.А. Вентильно-индукторные двигатели / В.А. Кузнецов, В.А. Кузмичев – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 70 с.
58. Лашкевич, М.М. Разработка системы управления для электротрансмиссии с тяговыми вентильно-индукторными двигателями: дис. канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Лашкевич Максим Михайлович. – Москва, 2013. – 155 с.
59. Лемешко, Б.Ю. Методы оптимизации: Конспект лекций / Б.Ю. Лемешко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 126 с.
60. Макаров, Л.Н. Совершенствование серийных асинхронных машин в условиях массового производства / Л.Н. Макаров // Электричество. – 2005. – № 7. – С. 62–69.
61. Методика расчёта электродвигателей и генераторов на базе синхронной реактивной машины независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков // Электротехнические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2009. – Выпуск 17. – С. 43–47.
62. Моделирование системы прямого управления моментом для синхронного электропривода / А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев // Современное состояние и перспективы развития технических наук: сб. статей международной научно-практической конференции. – Уфа: АЭТЕРНА. – 2015. – С. 15-19.

63. Моделирование электропривода активного прицепа / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов, А.М. Журавлев, Д.А. Сычев // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13, №2. – С. 106–113.

64. Нейман, Л.Р. Теоретические основы электротехники/ Л.Р. Нейман, К.С. Демирчян. – Изд. 2-е, стереотип. – Л.: Энергия, 1975. – Т1. – 522 с.

65. Новые высокомоментные энергосберегающие электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин и др. // Известия ТулГУ. Технические науки. – 2010. – №3-4. – С. 71 – 76.

66. Новые высокомоментные энергосберегающие электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Электроэнергетика и автоматизация в металлургии и машиностроении: сб. науч. тр. междунар. конференц. – Магнитогорск, 2008. – С. 156–162.

67. Обзор подходов к снижению пульсаций электромагнитного момента вентильно-индукторного двигателя методами математического моделирования / Н.Ф. Карнаухов, М.Н. Филимонов, Д.А. Статовой, А.С. Лыков // Вестник ДГТУ. – 2016. – № 2 (85). – С. 51–58.

68. Обзор регулируемых электроприводов с традиционными и новыми электрическими машинами / Наука ЮУрГУ: материалы 67-й научной конференции. Секции технических наук. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2015. – С. 1025–1032.

69. Обобщенная аналитическая математическая модель электромеханического преобразователя как объекта управления / А.Н. Горожанкин, А.А. Грызлов, Е.С. Чупин, Е.С. Хаятов // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2016. – Том 16, №4. – С. 72–76.

70. Оптимизация управляющего воздействия в синхронных реактивных и индукторных электроприводах переменного тока / А.Н. Горожанкин, А.А. Грызлов, А.Т. Циркуненко, А.М. Журавлёв // Электротехника. – 2018. – №4. – С. 2–7.

71. Орлов А.И. Экспертные оценки. Учебное пособие. – М.: ИВСТЭ, 2002. – 31 с.

72. Оптимизация магнитной системы VR машины для тяговых электроприводов в сельском хозяйстве / А.Н. Горожанкин, М.А. Григорьев, Д.Ю. Хрюкин, В.А. Кушнарев // Современные научные исследования: актуальные вопросы, достижения и инновации. Сборник статей XXII Международной научно-практической конференции в 2 частях. – Пенза. – 2021. – С. 67-69.

73. Оптимизация электромеханического преобразования с переключением магнитного потока и обмоткой возбуждения на статоре / М.А. Григорьев, А.Н. Горожанкин, Д.Ю. Хрюкин, В.А. Кушнарев // Взаимодействие науки и общества – путь в модернизации и инновационному развитию. Сборник статей всероссийской научно-практической конференции. – Уфа: АЭТЕРНА. – 2021. – С. 18-22.

74. Основы теории электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, Е.В. Белоусов, А.Е. Бычков, А.М. Журавлев // Труды VII Международной (VIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу: ФГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2012. – С. 31–34.

75. Параметрическая оптимизация синхронного электропривода с улучшенными массогабаритными показателями / А.Н. Горожанкин, М.А. Григорьев, А.М. Журавлев, Д.А. Сычев // Электротехника. – 2015. – №12. – С. 19–22.

76. Параметрическая оптимизация синхронного электропривода с улучшенными массогабаритными показателями / А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев, Е.С. Хаятов // Наука и современность: сб. статей международной научно-практической конференции. – Уфа: АЭТЕРНА. – 2015. – С. 15-17.

77. Пат. 2346376 Российская Федерация, МПК H02K 19/24, H02K 19/06, H02K 1/16. 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.

78. Пат. 2408972 Российская Федерация, МПК H02P 27/04, H02P 25/08, H02P 19/10. Электропривод с синхронной реактивной машиной и способ управления им / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.В. Валов – №2009148381/07(071468), заявл. 24.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1.

79. Пат. 2408967 Российская Федерация, МПК H02K 19/10, H02K 19/24, H02K 29/03. Синхронная реактивная машина / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.В. Валов – №2009146993/07(066964), заявл. 17.12.2009.; опубл. 10.01.2011, Бюл. № 1 (косые пазы).

80. Пат. 2422972 Российская Федерация, МПК H02K 19/10, H02K 19/24, H02K 29/03. Синхронная реактивная машина / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.В. Валов – №2009146987/07(066958), заявл. 17.12.2009.; опубл. 27.06.2011, Бюл. № 18 (рифления).

81. Пат. 2510877 Российская Федерация, МПК H02P 27/04. Электропривод с синхронной реактивной машиной / Ю.С. Усынин, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов, А.М. Журавлев – № 2012143554/07, заявл. 11.10.2012; опубл. 10.04.2014, Бюл. №10.

82. Пат. 2541359 Российская Федерация, МПК G01L 3/22, G01L 5/00, G01L 5/10, H02P 25/08, H02P 6/08. Устройство и способ измерения электромагнитного момента в электроприводе с синхронной реактивной машиной / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, Т.А. Козина, А.М. Журавлев, Д.А. Сычев – № 2013142466/07, заявл. 17.09.2013; опубл. 10.02.2015, Бюл. №4.

83. Пат. 2711097 Российская Федерация, МПК H02P 9/04, F02N 11/14, B60W 10/06. Стартер-генератор с дифференциальным электроприводом и способ управления стартер-генератором / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин А.Н. Шишков, Н.В. Савостеенко, М.М. Дудкин, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин, Т.А. Функ – № 2019107107, заявл. 12.03.2019; опубл. 15.01.2020.

84. Перспективы развития электромеханики в XXI веке / А.В. Иванов-Смоленский, И.П. Копылов, Е.М. Лопухина и др. // Электротехника. – 2000. – № 8. – С. 1–4.

85. Перспективы разработки и производства стандартных асинхронных электродвигателей / А. Кравчик, О. Кругликов, М. Лазарев и др. // Оборудование. – 2006. – № 1. – С. 14–18.

86. Потери в регулируемых электроприводах при разных законах управления / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2010. – №14 (190), выпуск 13. – С. 47–51.

87. Предельные характеристики синхронных машин с постоянными магнитами и высокотемпературными сверхпроводниковыми элементами в роторе / Л.К. Ковалев, Ю.Ю. Кавун, Д.В. Голованов // Электричество. – 2008. – № 12. – С. 16–23.

88. Проектирование электрических машин: учебн. для вузов. / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев; под ред. И. П. Копылова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 2002. – 757 с.

89. Птах, Г.К. Вентильно-индукторный реактивный электропривод средней и большой мощности: зарубежный и отечественный опыт / Г.К. Птах // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, № 3. – С. 23–33.

90. Пульсации электромагнитного момента в электроприводе с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, Т.А. Козина, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов, А.М. Журавлев, Д.А. Сычев // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13, №1. – С. 103–110.

91. 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.

92. Расчет потерь и тепловых режимов работы регулируемых электроприводов переменного тока / А.Н. Горожанкин, А.А. Грызлов, Е.С. Хаятов // Электротехника. – 2017. – №4. – С. 18–21.

93. Реактивные высокотемпературные сверхпроводниковые электродвигатели / Л.К. Ковалев, С. М.-А. Конев, К. В. Илюшин и др. // Электричество. – 2003. – № 9. – С. 31–39.

94. Самосейко, В.Ф. Оценка энергетической эффективности работы электро-механического преобразователя / В.Ф. Самосейко, Ф.А. Гельвер // ЭЭТ: электроника и электрооборудование транспорта. – 2009. – № 2–3. – С. 44–46.

95. Сверхпроводимость в электромеханике и электроэнергетике / В. С. Высоцкий, В.Е. Сытников, К.В. Илюшин и др. // Электричество. – 2005. – № 7. – С. 31–40.

96. Сверхпроводниковые электрические машины: состояние разработок и перспективы развития / Л.К. Ковалев, Б.Л. Алиевский, К.В. Илюшин и др. // Электричество. – 2002. – № 5. – С. 22–29.

97. Свид. 2016660590 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета коэффициентов релейных регуляторов системы прямого управления моментом синхронного реактивного двигателя / А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев, Е.В. Белоусов – № 2016618000, заявл. 21.07.2016; зарегистр. 16.09.2016.

98. Свид. 2016660107 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета влияния насыщения магнитной системы на пульсации электромагнитного момента синхронного реактивного двигателя / М.А. Григорьев, А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев – № 2016617990, заявл. 21.07.2016; зарегистр. 06.09.2016.

99. Свид. 2016660106 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета оптимальной геометрии магнитопроводящих вставок ротора синхронного реактивного двигателя / М.А. Григорьев, А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев – № 2016617991, заявл. 21.07.2016; зарегистр. 06.09.2016.

100. Свид. 2016660495 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета оптимального соотношения объема электротехнической стали

магнитопровода и меди обмоток в синхронном реактивном двигателе / А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев, Е.В. Белоусов – № 2016617992, заявл. 21.07.2016; зарегистр. 16.09.2016.

101. Свид. 2016660496 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета геометрических размеров статора в функции максимального электромагнитного момента синхронного реактивного двигателя / М.А. Григорьев, А.Н. Горожанкин, Д.А. Сычев – № 2016617994, заявл. 21.07.2016; зарегистр. 16.09.2016.

102. 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.

103. Свид. 2011617185 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа расчета мгновенных значений фазных токов комплекса «Вентильный преобразователь – двигатель» / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, А.Н. Горожанкин Е.В. Белоусов – №2011615634, заявл. 26.07.2011.; зарегистр. 15.09.2011.

104. 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

105. 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.

106. 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 ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2012. – №37 (296), выпуск 18. – С. 38–41.

107. Синхронные электродвигатели с радиально-тангенциальными магнитами / Л.К. Ковалев, Ю.Ю. Кавун, Д.С. Дежин // Электричество. – 2007. – № 11. – С. 16–23.
108. Система прямого управления момента в синхронном электроприводе / А.Н. Горожанкин, А.Н. Шишков, Е.В. Белоусов, Д.А. Сычев, С.И. Кинас // Электротехника. – 2014. – №10. – С. 29–32.
109. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA / В.И. Попов, Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров. – М.: Изд-во «Знак», 1999. – 256 с.
110. Способы снижения потерь в электроприводах и повышение электробезопасности при их обслуживании / К.Б. Кузнецов, А.Н. Горожанкин, Т.А. Функ, Ш.Н. Хусаинов, Г.А. Круглов, А.В. Коржов // Электротехника. – 2017. – №4. – С. 26–29.
111. Статор синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Электротехнические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2007. – С. 114–117.
112. Сычев, Д.А. Энергосбережение в электроприводах трубопрокатных станов пилигримовой группы: дис. - канд. техн. наук: специальность 05.09.03 / Сычев Дмитрий Александрович. – Челябинск, 2017. – 160 с.
113. Тяговый электропривод активного прицепа трубовоза / Ю.С. Усынин, А.Н. Шишков, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов, А.М. Журавлев, Д.А. Сычев // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2013. – Том 13, №1. – С. 137–143.
114. Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии / Д. Уайт, Г. Вудсон. – М.–Л.: Энергия, 1964. – 528 с.
115. Удельные показатели электропривода с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2008. – №11 (111), – выпуск 9. – С. 52–53.

116. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский, Ю.В. Абрамкин, А.И. Власов, В.А. Кузнецов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 216 с.

117. Усынин Ю.С. Следящие дифференциальные электроприводы автономных объектов: дисс. д-ра техн. наук: специальность 05.09.03 / Усынин Юрий Семенович. – Челябинск, 1994. – 241с.

118. 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

119. Усынин, Ю.С. Системы управления электроприводов: учеб. пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 328 с.

120. Учёт потерь в стали в системах управления синхронными реактивными электроприводами / А.Н. Горожанкин, С.С. Буханов, А.А. Грызлов, М.А. Григорьев // Электротехника. – 2019. – №5. – С. 2–9.

121. Фисенко, В.Г. Проектирование вентильных индукторных двигателей / В.Г. Фисенко, А.Н. Попов – М.: Изд-во МЭИ, 2005. – 56 с.

122. Шабаев, В.А. Алгоритмы управления вентильно-индукторным электроприводом, обеспечивающие уменьшение неравномерности электромагнитного момента / В.А. Шабаев, М.В. Лазарев, А.В. Захаров // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 54–56.

123. Шабаев, В.А. Анализ источников шума вентильно-индукторного двигателя / В.А. Шабаев // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 62–64.

124. Шапиро, Л.Я. Машины двойного питания: учеб. пособие / Л.Я. Шапиро. – М.: МЭИ, 1983. – 60 с.

125. Шевкунова, А.В. Совершенствование проектирования активной части вентильно-индукторной машины: диссертация кандидата технических наук: специальность 05.09.01 / Шевкунова Анастасия Владимировна; [Место защиты: УПИ]. – Екатеринбург, 2017. – 128 с.

126. Шевченко, А.Ф. Электромеханические преобразователи энергии с модулированным магнитным потоком: диссертация доктора технических наук: 05.09.03

и 05.09.01 / Шевченко Александр Фёдорович; [Место защиты: НГТУ]. – Новосибирск, 1999. – 300 с.

127. Шевченко, А.Ф. Особенности конструкции и проектирования энергоэффективных магнитоэлектрических электродвигателей общепромышленного назначения / А.Ф. Шевченко, А.Г. Приступ, О.И. Новокрещенов, Д.М. Топорков, В.В. Корнеев // Электротехника. – 2014. – № 12. – С. 41-44.

128. Шмитц, Н. Введение в электромеханику / Н. Шмитц, Д. Новотный/ Пер. с англ. – М.: Энергия, 1969. – 366 с.

129. Шумов, Ю.Н. Состояние и тенденции развития электрических машин средней и большой мощности / Ю.Н. Шумов // Приводная техника. – 2009. – № 1. – С. 32–43.

130. Экспериментальное определение потерь в электроприводе с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин, А.Е. Бычков // Электротехнические системы и комплексы: межвуз. сб. науч. тр. – Магнитогорск: МГТУ, 2009. – Выпуск 17. – С. 48–53.

131. Экспериментальное сравнение асинхронного и синхронного реактивного электродвигателей / В.А. Дмитриевский, В.А. Прахт, В.М. Казакбаев, А.С. Поздеев, С.Х. Ошурбеков, А.Ф. Михалицын // Научн. техн. конф. – ЭПТТ, 2015. – С. 19 – 22.

132. Электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения для трамвая с пониженным уровнем пола / Ю.С. Усынин, С.А. Чупин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов, А.Н. Горожанкин // Электромеханика, электро-технологии, электротехнические материалы и компоненты: сб. науч. тр. XII междунар. конференц. – Алушта, 2008. – С. 286.

133. Энергосберегающие асинхронные двигатели / В.А. Чувашев, С.С. Наливайко, А.В. Шишов и др. // Электромеханика. – 2009. – № 5. – С. 2–11.

134. Энергосберегающие асинхронные двигатели для привода горных машин / В.А. Чувашев, Ю.Н. Папазов, В.Ю. Чуванков и др. // Электричество. – 2007. – № 5. – С. 61–67.

135. A 250kW Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motor / G. Pellegrino, E. Armando, P. Guglielmi, A. Vagati // Proceedings of the Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, pp 1-10, 8-10 September 2009.
136. A direct torque control system for synchronous electric drives / A. Gorozhankin, A. Shishkov, E. Belousov, D. Sychev, S. Kinas // Russian Electrical Engineering. – 2014. – Volume 85, issue 10. – P. 616-618.
137. A magneto-thermal study of a high-speed synchronous reluctance machine / M.I. Lamghari-Jamal, J. Fouladgar, E.H. Zaim, D. Trichet // IEEE Trans. Magn. – 2006. – Volume. 42, no. 4. – P. 1271–1274.
138. A new general design method of segmented rotor wound field flux switching motors with complementary magnet circuit / W.H.R. Cao, Y. Jin, Y. Zhang // IEEE Magnetics Conference (INTERMAG). – 2015. – Article ID: 4731.
139. A novel double-stator tubular vernier permanent-magnet motor with high thrust density and low cogging force / Z.G. Liu, W.X. Zhao, J.U. Ji, Q.N. Chen и др. // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – Vol. 51, issue 7. – Article ID: 8105807.
140. A Novel Vernier Reluctance Machine Excited by Slot PMs and Zero-Sequence Current for Electric Vehicle / X.G. Zhao, S.A. Niu, W.N. Fu // IEEE Trans. on Magnetics. – 2019. – Vol. 55, issue 6. – Article ID: 8102405.
141. ABB Synchronous reluctance motor-drive package machine builders: High performance for ultimate machine design 3AUA0000120962 REV E EN#17282. – 2014. – 8 p.
142. Airgap permeance of vernier-type, doubly slotted magnetic structures / G.S. Qishan, G.M. Chun, E.M. Andresen // Electric Power Applications, IEE Proceedings. – 1988. – Vol. 135, issue 1. – P. 17–21.
143. Algorithms and Control Systems for Electric Drives of Cold Pipe-Rolling Mills / A. Gorozhankin, M. Dudkin // Russian Electrical Engineering. – 2020. – Volume 91, issue 7. – P. 440-446.

144. Analysis of a Novel Multi-Tooth Flux-Switching PM Brushless AC Machine for High Torque Direct-Drive Applications / Z.Q. Zhu, J.T. Chen, Y. Pang et al. // IEEE Transactions on Magnetics. 2008. – Volume 44, no. 11. – P. 4313–4316.

145. Barranger, J. Hysteresis and eddy current losses of a transformer lamination viewed as an application of the Poynting theorem / J. Barranger // NASA Technical Note, Lewis Research Center, Cleveland, Ohio, Nov. 1965. – 18 p.

146. Boglietti, A. Induction and synchronous reluctance motors comparison Industrial Electronics / A. Boglietti // 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. – 2008. – Orlando, FL. – P. 2041-2044.

147. Byungtaek, K.M. Operation and design principles of a pm vernier motor / K.M. Byungtaek, T.A. Lipo // IEEE Transactions on industry applications. – 2014. – Vol. 50, issue 6. – P. 3656–3663.

148. Byungtaek, K.M. Design of a pm vernier machine with consideration for modulation flux and comparison with conventional pm motors / K.M. Byungtaek // Kunsan National University Department of Electrical Engineering. – 2017. – Vol. 10, issue 11. – P. 1–12.

149. Calculation methods of electric drives and generators based on the field regulated reluctance machine / G. Kruglov, A. Gorozhankin, V. Bespalov // International Conference of Industrial Engineering, applications and manufacturing. – Chelyabinsk, 2017. – Article ID: 8076349.

150. Calculation of Losses in Ferro-and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation / J. Reinert, A. Brockmeyer, R.W. De Doncker // IEEE Transactions on Industry Applications. – Volume: 37, issue: 4, Jul/Aug 2001 – P. 1055-1061.

151. Calculations of the losses and thermal operation conditions for controlled alternating-current drives / A. Gorozhankin, A. Gryzlov E. Khayatov // Russian Electrical Engineering. – 2017. – Volume 88, issue 4. – P. 201-204.

152. Chalmers, B.J. Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially laminated rotor / B.J. Chalmers, L. Musaba // Industry Applications, IEEE Transactions on. – 1998. – Volume 34, issue 5. – P. 1035 – 1041.

153. Chau, K.T. *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application* / K.T. Chau. – John Wiley & Sons, 2015. – 375 p.

154. Chen, Y. An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation / Y. Chen, P. Pillay // *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting*. – 2002. – Vol. 2. – P. 759-766.

155. Chunting, M. Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors / M. Chunting, R.S. Gordon, B. Richard // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2003. – Vol. 39, issue 3. – P. 734-742.

156. Compensation of radial forces in electric drives with a field regulated reluctance machine / E. Belousov, A. Shishkov, A. Gorozhankin, A. Bychkov // *Russian Electrical Engineering*. – 2015. – Volume 86, issue 12. – P. 712-715.

157. Control principles of AC electric drives / G. Kruglov, A. Gorozhankin, V. Buhtoyarov // *17th International Ural Conference on AC Electric Drives*. – 2018. – 5 p.

158. Control-Action Optimization in Synchronous Reluctance and Inductor Alternating-Current Drives / A. Gorozhankin, A. Gryzlov, A. Tsirkunencko, A. Zhuravlev // *Russian Electrical Engineering*. – 2018. – Volume 89, issue 4. – P. 217-221.

159. de Almeida, A. Beyond induction motors – technology trends to move up efficiency / A. de Almeida, F. Ferreira, G. Baoming // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2013. – Vol. 50, issue 3. – P. 2103-2114.

160. Design Criteria of Performance Synchronous Reluctance Motors / A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu, G.P. Trogliа // *IEEE-IAS Annual Meeting Houston (USA)*. – 1992. – Vol. 1. – P.66-73.

161. Development of a High Efficient Electric Drive with Synchronous Reluctance Motor / V. Dmitrievskii, V. Prakht, V. Kazakbaev, A. Pozdeev, S. Oshurbekov // *Proceedings of The 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. – 2015. – P. 1-6.

162. Drive for dc-biased sinusoidal current vernier reluctance motors with asymmetrical power electronics devices / A.N. Li, Z.N. Gao, D.G. Jiang и др. // *43rd Annual*

Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. – 2017. – Vol. 10, issue 1109. – P. 52–65.

163. Drive for dc-biased sinusoidal current vernier reluctance motors with reduced power electronics devices / W.B. Kong, D.G. Jiang, R.I. Qu // 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). – 2017. – Vol. 65, Issue7. – P. 685–701.

164. Dynamic Core Loss Model for Soft Ferromagnetic and Power Ferrite Materials in Transient Finite Element Analysis / D. Lin, P. Zhou, W.N. Fu, Z. Badics, Z.J. Cendes // IEEE Transactions on Magnetics. – 2004. – Vol. 40, no. 2. – P. 1318–1321.

165. Dynamic parameters of active rectifiers / M. Grigorev, S. Kinas, A. Gorozhankin, E. Belousov // Russian Electrical Engineering. – 2014. – Volume 85, issue 10. – P. 638-640.

166. Ehsani, M. Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design / M. Ehsani, Y. Gao, A. Emadi // 2nd ed., CRC Press, Boca Raton, FL. – 2009. – 557 p.

167. Estima, J. Efficiency Analysis of Synchronous Reluctance Motors / J. Estima, A. Cardoso // Proceedings of the International Conference on Engineering – ICEUBI. – 2013. – P. 1-9.

168. Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines / A. Fratta, G. P. Troglia, A. Vagati, F. Villata // IEEE-IAS Annual meeting. – Toronto (Canada), October 1993. – Vol. I. – P. 163-170.

169. Faiz, J. Aspects of design optimization for switched reluctance motors / J. Faiz, J.W. Finch // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 1993. – Vol. 8, no. 4. – P. 704-713.

170. Fan, Y.G. Design, modeling, and analysis of a brushless doubly fed doubly salient machine for electric vehicles / Y.G. Fan // IEEE Transactions on industry applications. – 2008. – Vol. 2, issue 6. – P. 100–118.

171. Features of Loss Calculation in Mechatronic Modules on the Basis of Synchronous Reluctance and Induction AC Electric Drives / S.P. Gladyshev, A.N. Gorozhankin,

A.D. Golykov //2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. – 2018. – Article ID: 8602572. – 6 p.

172. Finch, J.W. Design study of switched reluctance motor performance / J.W. Finch, J. Faiz, H.M.B. Metwally // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 1. – P. 242–248.

173. Fratta, A. Axially laminated reluctance motor: an analytical approach to the magnetic behaviour / A. Fratta, A. Vagati // ICEM, Pisa, Italy, 12-14 Sept. 1988. – P. 1-6.

174. Fu, W.N. A unified theory of flux-modulated electric machines / W.N. Fu, L.U. Yulong // College of Information Science and Engineering. – 2008. – Vol. 8, issue 5. – P. 3313–3327.

175. Fundamental Principles of the Theory and Practice of Electric Drives with a Field Regulated Reluctance Machine / Yu.S. Usynin, M.A. Grigor'ev, A.N. Shishkov // Russian Electrical Engineering. – 2015. – Volume 86, issue 15. – P. 700-702.

176. Gorozhankin, A. The Choice of the Rotor Geometry of Synchronous Reluctance Machines for Electric Drives for Cold-Rolling Tube Mills / A. Gorozhankin // Russian Electrical Engineering. – 2020. – Volume 91, issue 5. – P. 293-297.

177. Haataja, J. A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives / J. Haataja // Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology), Lappeenranta University of Technology, June. – 2003. – 135 p.

178. High-performance flux-switching DC motors for energy facilities / A.D. Golykov, S.P. Gladyshev, A.N. Gorozhankin // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2018.–Vol. 450. – Article ID: 072007. – 7 p.

179. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms / J. Li, T. Abdallah, C.R. Sullivan // Proc. IAS. – 2001. – P. 2203-2210.

180. Investigation of torque and suspension force characteristic in a reluctance type bearingless vernier motor / T.H. Sekine, K.M. Hijikata, Y.S. Tanaka // IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). – 2017. – Issue 4. – P. 62–68.

181. Ionel, D.M. On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines / D.M. Ionel, M. Popescu, S.J. Dellinger // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2006. – Vol. 42, no 3. – P. 658-667.

182. Jarrad, G.W. Design of a reluctance synchronous machine for traction motor applications using the finite element method / G.W. Jarrad // University of the Witwatersrand, Johannesburg, Thesis for the degree of Master of Science in Engineering. – 2010. – Corpus ID: 53854246.

183. Kataoka, Y.S. A design for pm vernier motors / Y.S. Kataoka, Y.U. Matsu-shima, Y.H. Anazawa // 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2018. – Issue 412. – P. 25–50.

184. Kostenetskiy, P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science / P. Kostenetskiy, P. Semenikhina // 2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC). IEEE. – 2018. – P. 1–7.

185. Krings, A. Iron Losses in Electrical Machines – Influence of Material Properties, Manufacturing Processes and Inverter Operation / A. Krings // Doctoral Thesis Stockholm, Sweden. – 2014. – 177 p.

186. Lipo, T. Advanced Motor Technologies: Converter Fed Machines / T. Lipo // Transactions on. – 1997. – P. 205–222.

187. Low Cost, High Power Density, Flux Switching Machines and Drives for Power Tools / H. Pollock, C. Pollock, R.T. Walter, B.V. Gorti // Proc. IEEE Industry Applications Conf. – 2003. – P. 1451–1457.

188. Magnetic Circuit Modeling of the Field Regulated Reluctance Machine, Part I: Model Development / J. Law, T. Busch, T. Lipo // IEEE Transaction on Energy Conversion. – 1996. – Vol. 11, issue 1. – P. 49–56.

189. 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. – 1996. – Vol. 11, issue 1. – P. 56–62.

190. Marongiu, I. Improved modelling of a distributed anisotropy synchronous reluctance machine / I. Marongiu, A. Vagati // IEEE-IAS, 1991, Dearborn, USA, October 1991. – P. 238-243.

191. Mechatronic Modules of Traction Electrical Drive / A.D. Golykov, S.P. Gladyshev, A.N. Gorozhankin // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018. – 2018. – Article ID: 8602938. – 5 p.

192. Melfi, M.J. Optimum pole configuration of ac induction motors used on adjustable frequency power supplies / M.J. Melfi // Proceedings of The Petroleum and Chemical Industry Conference, 1995. Record of Conference Papers, Industry Applications Society 42nd Annual, no. 1, issue 1. – 1995. – P. 237-242

193. Method for estimating core losses in switched reluctance motors / M. Torrent, P. Andrada, B. Blanque' // Euro. Trans. Electr. Power. – 2010. – P. 757-771

194. Miller, T.J.E. Switched Reluctance Motors and Their Control / T.J.E. Miller // Magna Physics Publishing, Hillsboro, OH. – 1993. – 216 p.

195. Miller, T.J.E. Optimal Design of Switched Reluctance Motors / T.J.E. Miller // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2002. – No. 49. – P. 15–27.

196. Miller, T.J.E. Electronic Control of Switched Reluctance Machines / T.J.E. Miller // Newness Power Engineering Series, Reed Educational and Professional Publishing Ltd. – 2001.

197. Moghaddam, R.R. Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design / R.R. Moghaddam // Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power electronics, Thesis for the degree of Master of Science in Engineering. – 2007. – 103 p.

198. Optimization of energy conversion loop in switched reluctance motor for efficiency improvement / L. Jian, Q. Ronghai, C. Zhichu, C. Yun-Hyun // J. Electr. Eng. Technol. – 2013. – Vol. 8, no. 3. – P. 565–571.

199. Optimization of switched reluctance motor design procedure for electrical vehicles / P.L. Rafajdus, A.N. Peniak, P.T. Dúbravka и др. // Department of power electrical systems, faculty of electrical engineering, University of Zilina, Slovakia. – 2013. – Vol. 5, issue 4. – P. 136–156.

200. Parametric optimization of a synchronous electric drive with improved mass and size parameters / A. Gorozhankin, M. Grigorev, A. Zhuravlev, D. Sychev // Russian Electrical Engineering. – 2015. – Volume 86, issue 12. – P. 697-699.

201. Platt, D. Reluctance motor with strong rotor anisotropy / D. Platt // IEEE Trans. Ind. Appl. – Vol. 28, no. 3. – 1992. – P. 652–658.
202. Pollock, C. The flux switching motor, a dc motor without magnets or brushes / C. Pollock, M. Wallace // Proc. 1999 IEEE Industry Applications Conf. – Vol. 3. – P. 1980–1987.
203. Pulse-vector control of induction and synchronous motors / A. Imanova, A. Gorozhankin, S. Gladyshev // 2017 International Siberian Conference on Control and Communications. – Chelyabinsk, 2017. – Article ID: 7998500.
204. Reduction of cogging torque in flux-reversal machine by rotor teeth pairing / T.H. Kim, S.H. Won, K. Bong, J. Lee // 2005 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG). – 2005. – P. 763–764.
205. Roshen, W. A. Magnetic losses for non-sinusoidal waveform found in AC motors. / A.W. Roshen // IEEE Trans. Power Electron. – Vol. 21, no. 4. – 2006. – P. 1138–1141.
206. SIMOTICS Reluctance Motors with SINAMICS Converters, SIMOTICS GP and SIMOTICS SD VSD4000 Line, Siemens catalogue. – 2019.
207. Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial motors / D. Staton, A. Boglietti, A. Cavagnino // IEEE Trans. Energy Conversion. – 2005. – Vol. 20, no. 3. – P. 620-628.
208. Study and experimentation of a rotor current excited vernier reluctance machine aimed to direct-driven applications / A.M. Tounzi, B.R. Ramdane, M.E. Zaïm // European Physical Journal: Applied Physics, EDP Sciences. – 2010. – Vol. 52, issue 1. – P. 65–77.
209. Synchronous Reluctance Motor KSB SuPremE B, Type Series Booklet, 2019.
210. Taking Iron Loss into Account in Control Systems of Synchronous Reluctance Electric Drives / A. Gorozhankin, S. Bukhanov, A. Gryzlov, M. Grigorev // Russian Electrical Engineering. – 2019. – Volume 90, issue 5. – P. 357-363.
211. The Electric Drive of a Tram with an Average Floor / Yu.S. Usinin, M.A. Grigorjev, K.M. Vinogradov, A.N. Gorozhankin, S.P. Gladyshev. // 2008 SAE

International, Powertrains, Fuels and Lubricants Congress, Shanghai, CHINA. – Article ID: 2008–01–1828.

212. Three-phase four-leg drive for dc-biased sinusoidal current vernier reluctance machine / A.N. Li, Z. Gao, D. Jiang, W. Kong, S. Jia, R. Qu // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2018. – Vol. 54, issue 15. – P. 2787–2805.

213. Topologies for three phase Wound field Segmented Rotor flux switching Machines / A. Zulu, B.C. Mecrow, M. Armstrong. // 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD). – 2010. – P. 1–6.

214. Tounzi, A.T. Study of a rotor current excited vernier reluctance machine / A.T. Tounzi // Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines. – 2008. – Issue 6. – P. 25–32.

215. Vagati, A. Synchronous reluctance electrical motor having a low torque-ripple design / A. Vagati // US patent 5818140 A.

216. Vagati, A. Advanced Motor Technologies: Synchronous Motors and Drives / A. Vagati // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 1998. – P. 223 – 227.

217. Vas, P. Sensorless Vector and Direct Torque Control / P. Vas // Oxford Press. – 1998. – 760 p.

218. Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss / L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo, D.W. Novotny // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1991. – Volume 27, no. 5. – P. 977–985.

219. Ways to decrease losses in electric drives and improvement of electrical safety during their service / K. Kuznetsov, A. Gorozhankin, T. Funk, S. Khusainov, G. Kruglov, A. Korzhov // Russian Electrical Engineering. – 2017. – Volume 88, Issue 4. – P. 209–211.

220. Weight and Dimensional Parameters of a Power Drive for Electrical Vehicle / U.S. Usinin, M.A. Grigoriev, K.M. Vinogradov, A.N. Gorojankin, S.P. Gladyshev // 2009 SAE International, Powertrains, Fuels and Lubricants Meeting, Florence, ITALY. – Article ID: 2009-01-1886.

221. Wichert, T. Design and construction modifications of switched reluctance machines: Ph.D. Thesis / T. Wichert // Warsaw university of technology. Institute of Electrical Machines. – 2008. – 161 p.

222. Wilamowski, B. Power Electronics and Motor Drives / B. Wilamowski, J. Irwin // 2nd Edition, the Industrial Electronics Handbook. – CRC Press, 2011. – 1015 p.

223. Yu, C. Design, analysis and control of DC-excited memory motors / C. Yu, K.T. Chau // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2011. – Vol. 26, no. 2. – P. 479–489.

224. Yu, C. Dual-mode operation of DC-excited memory motors under flux regulation / C. Yu, K.T. Chau // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2011. – Vol. 47, no. 5. – pp. 2031–2041.

225. Yu, C. New fault-tolerant flux-mnemonic doubly-salient permanent-magnet motor drive / C. Yu, K.T. Chau // IET Electric Power Applications. – 2011. – Vol. 5, issue 5. – P. 393–403.

ПРИЛОЖЕНИЕ. Акты и справки о внедрении результатов работы

УТВЕРЖДАЮ

Директор Политехнического института
ФГАОУ ВО «ЮУрГУ (НИУ)»,
д-р техн. наук, профессор



С.Д. Ваулин

«19» апреля 2022 г.

Акт

об использовании результатов *докторской диссертационной* работы
Горожанкина Алексея Николаевича в учебном процессе

Комиссия в составе:

Председатель – Бычков А.Е., канд. тех. наук, зам. директора
Политехнического института по Энергетическому направлению;

Члены комиссии: Григорьев М.А., д-р техн. наук, профессор, заведующий
кафедрой электропривода, мехатроники и электромеханики;

Кодкин В.Л., д-р техн. наук, профессор кафедры электропривода, мехатроника
и электромеханики;

Дудкин М.М., д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры электропривода,
мехатроники и электромеханики.

составила настоящий акт о том, что результаты докторской диссертационной
работы Горожанкина А.Н. “Развитие теории синхронных реактивных и
индукторных электрических машин” 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 направлений
подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника», 13.03.04
«Электроприводы и системы управления электроприводов», 13.06.01
«Электротехнические комплексы и системы»

В дисциплинах учебных планов названного направления, таких как
«Электрические машины», «Электрический привод», «Теория
электропривода», «Системы управления электроприводов»,

«Электротехнические комплексы и системы», «Экспериментальное исследование электроприводов», используются следующие научные результаты диссертации Горожанкина А.Н.:

– обобщенная аналитическая математическая модель расчета удельных показателей и эффективности электромеханического преобразования для класса электрических машин, в основу которой положен принцип электромеханического преобразования как изменения энергии всех обмоток машины в функции угла поворота ротора, и отличающаяся тем, что позволяет учесть конфигурацию магнитной системы, тип обмотки и функцию управляющего воздействия;

– единый алгоритм оптимизации геометрических размеров элементов магнитных систем активной части машин при разных значениях токовых нагрузок, отличающийся тем, что обобщен для исследуемого класса электрических машин. Дан анализ результатов и установлены общие закономерности соотношений геометрических размеров элементов активной части машин данного класса, позволяющие разработать инженерные методики проектирования и расчета;

– единый алгоритм оптимизации управляющих воздействий на статорные цепи электрических машин, состоящий из двух этапов. На первом этапе получен максимум отношения электромагнитного момента к потерям в меди обмоток для каждого из дискретных положений ротора. На втором этапе потери в меди перераспределялись во времени таким образом, чтобы улучшить целевые показатели. В качестве таких показателей предложены: максимум среднего момента и минимум его пульсаций;

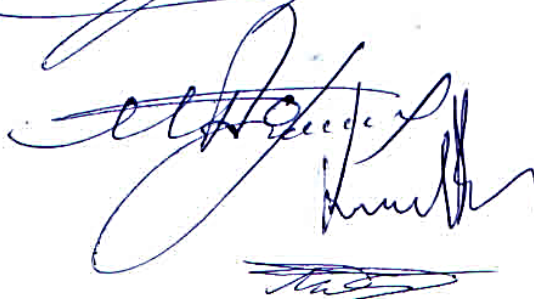
Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у будущих выпускников соответствующей ступени высшего образования более глубокие знания в области новых типов электротехнических комплексов с синхронными реактивными и индукторными электрическими машинами, в которых реализуются энерго- и ресурсоэффективные режимы работы, что является важным и актуальным, а также позволяет существенно повысить качество подготовки кадров по указанным выше направлениям.

Председатель комиссии



А.Е. Бычков

Члены комиссии:



М.А. Григорьев

В.Л. Кодкин

М.М. Дудкин

**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

01.05.2021 № 37-01-14



СЕРЖДАЮ
Председатель Правления

С.А. Чупин

1 мая 2021 г.

Акт

об использовании результатов **докторской диссертационной** работы
Горожанкина Алексея Николаевича в учебном процессе

Комиссия в составе:

Председатель – Тиунов С.П., член правления, финансовый директор ООО НТЦ
"Приводная техника", преподаватель АНО УЦ "МОМЕНТУМ"

Члены комиссии: Остроухов В.В., канд. техн. наук, доцент, преподаватель АНО УЦ
"МОМЕНТУМ"

Шапурко М.А., ведущий инженер ООО НТЦ "Приводная техника, преподаватель АНО УЦ
"МОМЕНТУМ"

Функ Т.А., канд. техн. наук, преподаватель АНО УЦ "МОМЕНТУМ",

составила настоящий акт о том, что результаты докторской диссертационной работы
Горожанкина А.Н. "Развитие теории синхронных реактивных и индукторных
электрических машин" 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 Горожанкина А.Н.:

– обобщённая математическая модель синхронных реактивных и индукторных электрических машин переменного тока, имеющих произвольную конфигурацию магнитной цепи, в которой параметры магнитной цепи характеризуются проводимостями, а параметры электрических цепей учитывают конфигурацию магнитной системы, тип обмотки;

– метод поэтапной многомерной оптимизации, который позволяет выполнять улучшение удельных показателей в синхронных реактивных и индукторных электрических машинах, реализуется при учете изменения размеров пазов статора;

– алгоритмы синтеза управляющих воздействий на статорные цепи синхронных реактивных и индукторных электрических машин, реализующих режимы работы с перегрузками по току и моменту;

– методика выбора электрических машин в зависимости от требований технологического процесса.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у инженерно-технических работников более глубокие знания в области новых типов электрических машин, 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 электрических машин.

Председатель комиссии

С.П. Тиунов

Члены комиссии:

В.В. Остроухов

Т.А. Козина



А К Ц И О Н Е Р Н О Е О Б Щ Е С Т В О
Ч Е Л Я Б И Н С К И Й Т Р У Б О П Р О К А Т Н Ы Й З А В О Д

ОГЭ

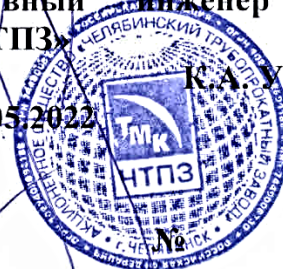
УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер АО
«ЧТПЗ»

К.А. Хсанов

05.05.2022

АКТ



05.05.2022

**Об использовании результатов
диссертационной работы
Горожанкина Алексея
Николаевича**

Составлен комиссией в составе:

Председатель – Начальник отдела – главный энергетик АО «ЧТПЗ» Мыльников А.Ю.

Члены комиссии:

1. Начальник инженерного цеха Щучкин А.А.
2. Энергетик ТПЦ №5 Абаринов А.Г.

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Горожанкина А.Н. «Развитие теории синхронных реактивных и индукторных электрических машин», представленной на соискание учёной степени доктора технических наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности АО «Челябинский трубопрокатный завод». Характеристика переданных разработок:

1. Предложена методика оптимального выбора электрических машин для группы электроприводов стана холодной прокатки труб ХПТ-250, что позволило повысить производительность и качество регулирования средствами электромеханического преобразователя на 5-10 %;

2. Предложены оптимизированные синхронные реактивные и индукторные электрические машины с улучшенными потребительскими свойствами: повышенным удельным номинальным моментом, предельной перегрузочной способностью по моменту, минимальными потерями при работе на высоких угловых скоростях.

3. Новые конструкции синхронных реактивных электрических машин, обладающие минимальной металлоемкостью при их изготовлении (Пат. 2346376 РФ), позволяющие снизить уровень пульсаций электромагнитного момента (Пат. 2408967 РФ) и уменьшить нагрев поверхности ротора (Пат. 2422972 РФ), что достигается за счет выбора рациональной схемы обмотки статора, форм пакета сердечника магнитопровода статора, рифлением внешней поверхности массивного ротора.

**Расчет ожидаемого экономического эффекта
от внедрения результатов диссертационной работы Горожанкина А.Н.
в ТПЦ №5 АО «ЧТПЗ»**

Исходные данные для расчета:

1. По технологическим данным АО «ЧТПЗ» за 9 месяцев 2020 г. ТПЦ №5 произведено около 2097,8 тонн труб. Себестоимость каждой тонны трубы 41,8856 тыс. рублей.

2. Внедрение синхронных реактивных машин на группу приводов стана ХПТ-250 обеспечивает снижение времени пуска-тормозных режимов на 30-50% 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	42,000
Условно постоянные расходы на содержание цеха		тыс.руб/год	64 700
Произведено труб в т/год до модернизации	2889,99		
Примерное количество труб в год до модернизации в шт	17151		
Себестоимость производства труб до модернизации в год		тыс. руб/год	121380
Переменные затраты на производство труб в год		тыс. руб/год	111358
Произведено труб в т/год после модернизации	2797,05		
Примерное количество труб в год после модернизации в шт	16799		
Себестоимость производства труб после модернизации в год		тыс. руб/год	117156
Переменные затраты на производство труб в год после реконструкции		тыс. руб/год	107483
Себестоимость трубы в год после модернизации		тыс.руб./т	41,8856
Ожидаемый экономический эффект		тыс.руб./год.	320,000

Вывод:

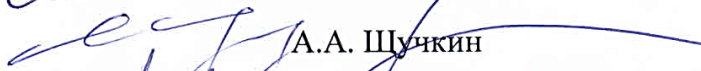
Таким образом, ожидаемый экономический эффект для стана холодной прокатки труб ХПТ 250 с предложенными синхронными реактивными машинами составляет 320 тыс. рублей в год.

Председатель



А.Ю. Мыльников

Члены комиссии:



А.А. Щукин



А.Г. Абаринов



ООО Научно-технический центр «Приводная техника»
ул. 40 лет Октября, д. 19, Челябинск, 454007 тел./факс (351) 775-14-16, 775-14-17, 775-14-18
e-mail: office@momentum.ru <http://www.momentum.ru>
ОКПО 51493276, ОГРН 1027402926891, ИНН/КПП 7453060480/745201001

УТВЕРЖДАЮ
Генеральный директор ООО
НТЦ «Приводная техника»



_____ А.А. Буланов
_____ марта 2021

об использовании результатов диссертационной работы
Горожанкина Алексея Николаевича

Комиссия в составе:

Председатель - М.Е. Коржавин – зам. генерального директора по науке и технологиям

Члены комиссии: Дурманов Н.В. – начальник отдела автоматизации

Федоров Т.Г. - начальник отдела автоматизации грузоподъемных механизмов

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Горожанкина А.Н. "Развитие теории синхронных реактивных и индукторных электрических машин", 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 класс синхронных реактивных электрических машин с существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту без увеличения габаритов двигателя и усложнения системы управления, благоприятными массогабаритными показателями, высокими угловыми скоростями.

2. Предложена и используется методика оптимального выбора электрической машины для тягового электропривода трактора ДЭТ 400, что позволило улучшить удельные массогабаритные показатели электропривода за счет лучшего использования активных материалов электромеханического преобразователя.

3. Управляющие воздействия на статорные цепи синхронных реактивных машин, реализующие перегрузочные режимы работы.

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
Горожанкина А.Н.
в ООО НТЦ "Приводная техника"**

Исходные данные для расчета:

1. Альтернативный вариант тягового электропривода трактора ДЭТ 400 реализуется на базе синхронной реактивной машины с зубчатым ротором (СРМсЗР).

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%). 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 ВИМ		тыс. руб/год	3 000,000
Количество тракторов в год		шт	200,000
Реализация		тыс. руб/год	606 000,000
Массогабаритные показатели ВИМ, условная единица	1,00	усл. ед	
Массогабаритные показатели СРМсЗР	0,97	усл. ед	
Себестоимость электрооборудования трактора ДЭТ400 реализованного на СРМсЗР		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 СРМсЗР составляет около 6,0 млн. рублей.

Председатель

М.Е. Коржавин

Члены комиссии:

Н.В. Дурманов

Т.Г. Федоров



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.С. Чупин

04 октября 2020

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Горожанкина Алексея Николаевича

Комиссия в составе:

Председатель - Чупин А.С. – генеральный директор.

Члены комиссии: Курнаев А.В. – главный конструктор;

.....

составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Горожанкина А.Н. “Развитие теории синхронных реактивных и индукторных электрических машин”, 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. Предложены синхронные реактивные и индукторные электрические машины с существенно улучшенными техническими показателями: возможностью реализации весьма значительных перегрузок по моменту, благоприятными массогабаритными показателями, высокими угловыми скоростями;

2. Метод поэтапной многомерной оптимизации, обеспечивающий улучшение удельных показателей в электрических машинах. Суть метода:

предложен единый алгоритм оптимизации, состоящий из двух этапов. На первом этапе получен максимум отношения электромагнитного момента к потерям в меди обмоток для каждого из дискретных положений ротора. На втором этапе потери в меди перераспределялись во времени таким образом, чтобы улучшить целевые показатели. В качестве таких показателей предложены: максимум среднего момента и минимум его пульсаций;

3. Предложен единый алгоритм оптимизации геометрических размеров элементов магнитных систем активной части машин при разных значениях токовых нагрузок. Дан анализ результатов и установлены общие закономерности соотношений геометрических размеров элементов активной части машин данного класса, позволяющие разработать инженерные методики проектирования и расчета.

**Расчет экономического эффекта
от внедрения результатов диссертационной работы
Горожанкина А.Н.
в ООО "Снежинский завод специальных электрических машин"**

Исходные данные для расчета:

1. Альтернативный вариант тягового электропривода грузовой газели NEXT реализуется на базе синхронной реактивной машины с зубчатым ротором (СРМсЗР).

2. Количество выпускаемой продукции электрооборудования для газелей NEXT в год составляет около 100 единиц.

Экономический эффект появляется за счет улучшения массогабаритных показателей системы при снижении расхода активных материалов (минимум на 5-15%). Количественное сопоставление экономического эффекта выполнялось при условии одинаковых объемов реализации продукции (см. табл):

Параметр	Технический показатель	Экономический показатель	
		Единица измерения	Значение
Себестоимость электрооборудования газели NEXT, реализованной на асинхронной машине		тыс. руб/год	2 000,000
Количество газелей в год		шт	100,000
Реализация		тыс. руб/год	200 000,000
Массогабаритные показатели асинхронной машины, условная единица	1,00	усл. ед	
Массогабаритные показатели СРМсЗР	0,9	усл. ед	
Себестоимость электрооборудования газели NEXT, реализованной на СРМсЗР		тыс. руб/год	1 960,000
Реализация		тыс. руб/год	200 000,000
Ожидаемый экономический эффект		тыс.руб. / год.	4 000,000

Председатель

Член комиссии

А.С. Чупин

А.В. Курнаев