

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования «Уральский федеральный
университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»

На правах рукописи

КАЗАКБАЕВ Вадим Маратович

**РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО СИНХРОННОГО
РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ**

05.09.01 – Электромеханика и электрические аппараты

Диссертация на соискание ученой степени кандидата
технических наук

Научный руководитель –
кандидат технических наук,
Прахт Владимир Алексеевич

Екатеринбург – 2016

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1. ТЕНДЕНЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОБЩЕПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ	11
1.1. Тенденция перехода к использованию энергоэффективных двигателей. Стандарты и классы энергоэффективности	11
1.2. Технологии для реализации двигателей высоких классов энергоэффективности.....	18
1.3. Синхронный реактивный двигатель	23
1.4. Выводы по разделу 1	28
2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ И РАСЧЕТ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	29
2.1. Уравнения синхронного реактивного двигателя при питании от источника напряжения 29	
2.2. Уравнения синхронного реактивного двигателя при питании от источника тока	35
2.3. Учет насыщения, магнитных и механических потерь в уравнениях СРД.....	40
2.4. Выводы по разделу 2	47
3. КОНСТРУКЦИЯ И МАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ.....	48
3.1. Выбор конструкции ротора синхронного реактивного двигателя	48
3.2. Конечно-элементный расчет параметров магнитной системы двигателей переменного тока 51	
3.3. Особенности магнитного расчета СРД с питанием от ПЧ	62
3.4. Расчет характеристик рабочего режима СРД с помощью полевой модели.....	69
3.5. Оценка магнитных потерь в СРД.....	72
3.6. Выводы по разделу 3	78
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ	79
4.1. Стандартные методы определения потерь и КПД двигателей с питанием от ПЧ	79
4.2. Стандарты и устройства для измерения вращающего момента	82
4.3. Погрешности метода входной и выходной мощности	85
4.4. Описание лабораторной установки	92
4.5. Разработка и изготовление опытного образца СРД.....	95
4.6. Экспериментальная оценка магнитных потерь образца СРД	97
4.7. Результаты сравнительных испытаний экспериментального образца СРД и АД в том же корпусе при работе на номиналы 750 Вт, 3000 об/мин	99
4.8. Результаты сравнительных испытаний экспериментального образца СРД и АД в том же корпусе при работе на номиналы 1100 Вт, 3000 об/мин и 550 Вт, 1500 об/мин	106
4.9. Экспериментальное сравнение разработанного образца СРД с серийными энергоэффективными АД	107
4.10. Экспериментальное сравнение разработанного образца СРД с серийными энергоэффективными СРД	109
4.11. Расчет энергопотребления и срока окупаемости СРД в насосном приложении	111
4.12. Выводы по разделу 4	115
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	116

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	119
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	127

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность избранной темы. В настоящее время цены на природное топливо и электроэнергию подвержены постоянному существенному росту. Согласно прогнозу Минэкономразвития РФ за период 2012-2030 гг. электроэнергия для населения подорожает в 5 раз, для промышленных потребителей – более чем в 2,5 раза [3]. Исходя из текущих прогнозов, следует, что рентабельность энергосберегающего оборудования в РФ в ближайшие годы значительно увеличится, и спрос на него будет расти.

До 70 % энергопотребления промышленного сектора составляет регулируемый и нерегулируемый электропривод (ЭП) [14]. В связи с увеличением цен на электроэнергию в промышленности все более усиливается потребность в двигателях высокого класса энергоэффективности. Вводятся стандарты на классы энергоэффективности двигателей, обозначающие требуемый уровень КПД для современных двигателей различной мощности и скорости вращения.

Наиболее используемым типом двигателя на сегодняшний день является асинхронный двигатель (АД). Однако традиционная технология асинхронного двигателя для массового электропривода при соблюдении увязки мощностей и присоединительных размеров CELENEC (принята в странах Европейского Союза (ЕС), ГОСТ Р 51689-2000, таблица А.4, [2]) уже не удовлетворяет передовым требованиям к энергоэффективности (классы IE3, IE4), задаваемым стандартами МЭК [6,7], в диапазоне относительно небольших мощностей (примерно до 50 кВт), который является наиболее массовым и составляет значительную часть общего энергопотребления. При использовании увязки СЭВ (ряд установочных размеров двигателей, принятых странами членами Совета экономической взаимопомощи; принята в РФ и странах СНГ, ГОСТ Р 51689-2000, таблица А.3, [2]), предусматривающей меньшую высоту вращения в сравнение с CELENEC, диапазон мощности, в котором имеются проблемы с реализацией высоких IE классов, еще более расширяется [9]. В любом случае для достижения высоких классов энергоэффективности для АД требуется значительное удорожание и увеличение массы и размеров.

По этим причинам ведущими мировыми производителями и научными организациями ведется поиск неэкстенсивных решений, позволяющих значительно увеличить КПД общепромышленного двигателя. Одним из приоритетных направлений поиска является использование подходящих конструкций синхронных реактивных двигателей имеющих более высокий КПД чем АД. Синхронный реактивный двигатель (СРД, по английской терминологии – Synchronous Reluctance Motor), в отличие от двигателей с ПМ, не требует использования (и импортирования для производителей РФ и стран ЕС) дорогих редкоземельных материалов,

прост в производстве и эксплуатации, и потенциально практически не уступает двигателям с ПМ по величине КПД [11].

Ведущие мировые производители и научные организации исследуют характеристики данного типа двигателя и осваивают производство СРД традиционной трехфазной конструкции и подобных двигателей, достигая высоких рабочих свойств для экспериментальных и серийных образцов. За рубежом среди крупных фирм, освоивших серийное производство энергоэффективных СРД можно отметить международный концерн ABB (“ASEA Brown Boveri”), немецкую компанию KSB (“Klein, Schanzlin & Becker”), а также и компанию Siemens.

Среди российских разработчиков стоит отметить следующие организации. ПАО «НИПТИЭМ» в 2015 была представлена разработка образцов трехфазного СРД мощностью 18,5-110 кВт. Близкими по преимуществам, хотя и существенно различными по рабочим свойствам и методике проектирования к трехфазным СРД являются также вентильно-индукторный двигатель (разработкой занимаются Южно-Российский государственный политехнический университет (ЮРГПУ), Московский энергетический институт (технический университет) (МЭИ), ОАО «Всероссийский научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт электровозостроения (ОАО «ВЭЛНИИ»), Ростовский государственный университет путей сообщения (РГУПС) и др.) и синхронный реактивный двигатель независимого возбуждения (ЮРГПУ).

Однако далеко не все проблемы решены. В частности не вполне неясным остается вопрос: может ли СРД классической трехфазной конструкции быть рентабельным энергосберегающим решением, достигая высоких энергетических и массогабаритных показателей, при реализации двигателя увязке мощностей и размеров СЭВ для применения в регулируемом приводе насосов и вентиляторов, в условиях российской промышленности.

Степень разработанности темы исследования. История разработки энергосберегающих двигателей переменного тока для работы в составе регулируемого привода занимает не одно десятилетие. На протяжении XX века были разработаны вопросы теории работы асинхронных (Костенко М.П., Булгаков А.А., Гольдберг О.Д., Иванов-Смоленский А.В., Шрейнер Р.Т., Панкратов В.В., Макаров Л.Н., Дементьев Ю.Н., Поляков В.Н., Браславский И.Я. и др.) и синхронных двигателей (Вейнгер А.М., Лиро Т. и др.) при работе от преобразователя частоты (ПЧ) с различными типами системы управления.

В 2000-2010-х гг. вопросами проектирования асинхронных двигателей, в том числе адаптированных для работы от ПЧ, с учетом требований к их энергоэффективности, согласно стандартам ГОСТ и МЭК занимались Беспалов В.Я., Кобелев А.С., Кругликов О.В., Макаров Л.Н. и др.

Отдельным направлением является разработка энергосберегающего трехфазного синхронного реактивного двигателя с синусоидальным распределением обмотки статора, активно начавшаяся с 1960 гг. и идущая по настоящее время. Проблема была разработана как для двигателей с прямым питанием от сети, так и для двигателей с питанием от ПЧ (Уриновский Д.С., Кононенко Е.В., Беспалов В.Я., Lawrenson P., Honsinger V., Franceschini G., Miller T., Betz R., Lipo T., Vagati A., Pellegrino G. и др). Однако вопрос о максимальных рабочих свойствах СРД с учетом ограничений современной серийной технологии производства и требований целевого приложения все еще требует дальнейшего рассмотрения. Вопрос о рентабельности применения СРД в современных условиях также остается открытым.

Областью исследования являются электродвигатели переменного тока, предназначенные для работы в составе регулируемого электропривода.

Объект исследования – трехфазная синхронная реактивная электрическая машина с синусоидальным распределением обмотки статора, без обмоток на роторе, с питанием от преобразователя частоты.

Целью диссертационной работы является разработка образца энергоэффективного СРД малой мощности, с учетом требований рассматриваемого приложения; точное экспериментальное сравнение его рабочих и массогабаритных характеристик со стандартным АД; оценка рентабельности применения СРД как общепромышленного двигателя.

Для достижения указанной цели поставлены следующие **задачи**:

- проведение аналитического обзора современных требований к энергоэффективности общепромышленного трехфазного двигателя переменного тока. Проведение аналитического обзора возможных способов повышения энергоэффективности трехфазного двигателя переменного тока, с целью соответствия передовым требованиям. Осуществление оценки перспективности применения СРД, в сравнение с другими доступными решениями для увеличения КПД двигателя;

- проведение анализа различных конструкций ротора СРД, описанных в отечественной и зарубежной литературе; на основании анализа осуществление выбора конструкции ротора, наиболее подходящей для целевого приложения;

- разработка алгоритма расчета магнитной системы, позволяющий в рамках классической методики проектирования, учесть особенности работы СРД от преобразователя частоты с векторным токовым управлением, особенности конструкции ротора, произвести уточненный расчет индуктивностей и магнитных потерь рабочего режима;

- разработка компьютерной математической модели, позволяющей, с помощью рассчитанных или измеренных параметров схемы замещения, оценить рабочие свойства СРД

в статических и динамических режимах, при применении различных источников питания, с учетом насыщения, магнитных и механических потерь;

- экономический расчет и технические обоснование целесообразности применения СРД в рассматриваемом приложении (привод вентиляторных и насосных установок);

- разработка и изготовление образца СРД в статоре серийного асинхронного двигателя;

- проведение анализа современных стандартных методов определения КПД трехфазных двигателей переменного тока с питанием от ПЧ, с целью определения наиболее подходящего экспериментального метода;

- разработка и реализация испытательного стенда для определения величины потерь и КПД для электродвигателей с питанием от ПЧ, согласно ГОСТ Р МЭК 60034-2-1-2009 (МЭК 60034-2-1) и МЭК 60034-2-3, методом входной и выходной мощности;

- проведение сравнительного экспериментального исследования рабочих и энергетических рассматриваемых образцов АД и СРД в широком диапазоне моментов нагрузки и скорости вращения; определение КПД и класса энергоэффективности двигателей, согласно ГОСТ Р 54413-2011 (МЭК 60034-30-1) и МЭК 60034-30-2.

Научная новизна результатов исследований заключается в следующем:

- разработан алгоритм уточненного расчета рабочих характеристик трехфазного СРД без пусковой обмотки, с питанием от ПЧ;

- разработан метод косвенного определения КПД двигателя рассматриваемого типа, путем сложения отдельных составляющих потерь;

- получены достоверные экспериментальные данные о распределении отдельных типов потерь для рассматриваемых опытных образцов АД и СРД, выполненных в одном и том же корпусе для работы на одинаковую нагрузку.

Теоретическая и практическая значимость работы:

- обосновано применение двигателя рассматриваемого типа в энергоэффективном регулируемом электроприводе, показана реализуемость и экономическая целесообразность такого решения;

- разработана математическая модель СРД, включая магнитный расчет и расчет динамических режимов, для расчета его рабочих и энергетических характеристик при работе в составе регулируемого привода;

- создан опытный образец двигателя рассматриваемого типа, изучена и отлажена технология изготовления пакетов магнитопровода статора и ротора без применения штамповки;

- создана современная экспериментальная установка для определения КПД двигателей переменного тока с питанием от ПЧ методом входной и выходной мощности;

- получены достоверные экспериментальные данные, подтверждающие реализуемость СРД класса энергоэффективности IE4, согласно МЭК 60034-30-1, и классу IE3, согласно МЭК 60034-30-2, при выполнении двигателя в увязке мощностей и присоединительных размеров СЭВ, в широком диапазоне мощностей, включая мощности менее 1 кВт.

Результаты диссертационного исследования могут быть использованы при разработке и производстве серийных двигателей рассматриваемого типа с классом энергоэффективности IE3 и выше, согласно МЭК 60034-30.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы используются при производстве экспериментальных образцов СРД на предприятии ООО «ЭМАШ». С помощью предложенного расчетного алгоритма был спроектирован рассматриваемый экспериментальный образец СРД. Разработанные методики испытания и полученные экспериментальные данные используются для разработки образцов СРД высоких классов энергоэффективности для различных приложений.

Разработанные математические модели и программы расчета используются в учебном процессе при подготовке студентов специальностей «Электрические машины и аппараты» и «Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений» Уральского государственного технического университета – УПИ (г. Екатеринбург).

Методология и методы диссертационного исследования: В работе использовались методы теоретического и экспериментального исследования. При решении поставленных расчетных задач использовалась широко распространенная методология комбинированного подхода, основанного на сочетании метода теории поля и теории электрических цепей. В области математического моделирования СРД применялись программные продукты Matlab (Simulink), FEMM 4.2. При выполнении экспериментального исследования образцов производились наблюдение и измерение, которые были необходимы для проверки и уточнения результатов теоретического анализа. Испытания по определению величины потерь и КПД проводились в соответствии с рекомендациями и методами, изложенными в стандартах МЭК 60034-2-1 и МЭК 60034-2-3. При обработке больших массивов экспериментальных данных использовались статистические методы метрологии.

Достоверность и обоснованность основных полученных результатов диссертационной работы обеспечены:

- корректностью принятых допущений при математическом моделировании физических процессов;
- использованием современного программного обеспечения при проведении расчетов на ЭВМ;

- совместным анализом результатов математического моделирования и экспериментальных исследований рассматриваемых опытных образцов.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Математическая модель для расчета рабочих характеристик СРД без пусковой обмотки, с питанием от ПЧ, с учетом насыщения, магнитных и механических потерь;
2. Результаты технико-экономического обоснования применения СРД как общепромышленного двигателя в регулируемом электроприводе;
3. Рекомендации по выбору типа конструкции ротора и других проектных характеристик СРД для применения в целевом приложении;
4. Методика косвенного определения КПД двигателя рассматриваемого типа, путем сложения отдельных составляющих потерь;
5. Результаты сравнительных экспериментальных исследований рабочих свойств и показателей энергоэффективности опытных образцов АД и СРД.

Апробация работы. Основные материалы и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

- Международной конференции «Актуальные проблемы энергосберегающих электротехнологий» АПЭЭТ-2014 (Екатеринбург, УрФУ, 17-20 марта 2014 г.);
- Научно-практической конференции с международным участием «Энерго- и ресурсосбережение. Энергообеспечение. Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии» (Екатеринбург, УрФУ, 16-19 декабря 2014 г.);
- Международной научно-технической конференции «Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах» (Севастополь, СевНТУ, 15-19 сентября 2015 г.);
- Шестнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока» – ЭППТ 2015 (Екатеринбург, УрФУ, 5-9 октября 2015 г.);
- Девятой международной (двадцатой всероссийской) конференции «по автоматизированному электроприводе АЭП-2016 (ICPDS'2016) (Пермь, 3-7 октября 2016 г.);
- Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2015 18th International Conference (Thailand, Pattaya, October 2015 г.);
- International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), (Italy, Capri, June 2016 г.).

Публикации. По материалам диссертационной работы опубликовано 15 печатных работ, из них 2 в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК, и 2 в изданиях, индексируемых в системе цитирования Scopus.

Личный вклад автора состоит в разработке представленных математических моделей, разработке средств и методик испытания рассматриваемых опытных образцов.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы из 94 наименований, приложения. Общий объем работы составляет 128 страниц, 46 рисунков, 24 таблицы.

В первой главе обозначены тенденции, обуславливающие необходимость проектирования и применения энергоэффективных общепромышленных электродвигателей, выделены современные требования к показателям энергоэффективности. Произведен аналитический обзор решений, позволяющих достичь передовых требований к КПД двигателя в условиях крупносерийного производства. Произведена оценка применения двигателя рассматриваемой конструкции наряду с другими доступными решениями.

Во второй главе описаны построение и реализация в виде расчетной программы модели СРД на основе уравнений электрического равновесия. Проводится анализ выбора формы уравнений, подходящей для рассматриваемого случая. Уравнения, описывающие модель с постоянными параметрами при указанных допущениях, дополняются с целью учета насыщения, магнитных и механических потерь для возможности более точной оценки энергетических параметров СРД. Показано, что при использовании параметров машины, полученных экспериментально, представленная модель способна достаточно точно оценивать рабочие характеристики СРД.

В третьей главе произведен аналитический обзор различных конструкций ротора СРД, проведено обоснование выбора применяемого варианта конструкции. Рассмотрены особенности магнитного расчета СРД без пусковой обмотки, с учетом насыщения и магнитных потерь, с применением метода конечных элементов.

В четвертой главе выполняется аналитический обзор стандартных методов определения потерь и КПД для трехфазных двигателей переменного тока с питанием от ПЧ. Производится обоснование выбора применяемого метода. Рассмотрены особенности реализации измерительной установки для измерения КПД двигателей с питанием от ПЧ методом входной и выходной мощности, согласно ГОСТ Р МЭК 60034-2-1-2009 (МЭК 60034-2-1) и МЭК 60034-2-3. Произведена оценка погрешности производимых измерений потерь и КПД. Рассмотрены особенности разработки опытного образца СРД с использованием корпуса и статора серийного АД. Рассмотрены результаты сравнительных испытаний с определением потерь и КПД для опытного образца СРД, серийного АД, выполненного в том же корпусе и ряда других серийных двигателей. На основе опытных данных произведена оценка энергопотребления АД и СРД в целевом приложении.

1. ТЕНДЕНЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ОБЩЕПРОМЫШЛЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

1.1. Тенденция перехода к использованию энергоэффективных двигателей. Стандарты и классы энергоэффективности

Системы электропривода являются наиболее крупным потребителем в промышленности. На их счет в этой области приходится до 70 % потребления [13]. Примерами промышленных приложений для двигателей являются насосы, вентиляторы, компрессоры, дробилки, приводы конвейерных линий, металлообрабатывающие станки, центрифуги, прессы, подъемно-транспортные механизмы, упаковочные машины и другое. Такое широкое распространение делает электрические двигатели особенно привлекательным классом оборудования для реализации усовершенствований, увеличивающих КПД. На настоящий момент внедрение энергоэффективных двигателей может привести к значительному уменьшению энергопотребления и снижению факторов производства, вредных для окружающей среды. В связи с массовостью данного типа оборудования, увеличение КПД всех двигателей даже на 1 % в масштабах крупной страны приведет к экономии сумм, в пересчете на стоимость электроэнергии сопоставимых с крупными статьями государственного бюджета [14].

Снижение потерь в двигателях также позволяет снизить их габариты и повысить надежность. Значительное энергосбережение достигается также использованием регулируемого привода (variable speed drive, VSD). На сегодняшний день в развитых промышленных странах до 30-40% вновь вводимых двигателей работают в составе регулируемого ЭП [13].

Важным инструментом для планомерного повышения рабочих свойств и ускорения внедрения новых энергоэффективных систем являются международные и государственные стандарты, вводящие энергетическую классификацию оборудования, устанавливающие границы классов эффективности, нормирующие процедуру испытаний для определения принадлежности оборудования к одному из этих классов. В ряде стран (Европейский Союз, Китай, Япония, США) такие стандарты являются основой подзаконных актов, требующих обязательного использования энергосберегающего оборудования во вновь вводимых установках и зданиях, а также дающих при использовании такого оборудования определенные льготы [14].

С начала 2000 гг. постепенно вводятся стандарты энергоэффективности для электродвигателей и систем электропривода. В мире имеется несколько глобальных комиссий по стандартизации электротехнической продукции, имеющих свою систему стандартизации. Как правило, действие определенной системы стандартов имеет территориальную привязку. Среди наиболее значительных можно назвать стандарты международной энергетической

комиссии (МЭК, IEC) и стандарты NEMA (National Electrical Manufacturers Association). Стандарты NEMA действуют, главным образом, в США.

Стандарт МЭК 60034-30-1 устанавливает классы энергоэффективности (IE классы) для трехфазных и однофазных двигателей переменного тока с прямым питанием от сети. Действие стандарта распространяется, прежде всего, на асинхронные двигатели. Хотя под эту категорию подпадают также, находящие ограниченное применение, синхронные двигатели с пусковой обмоткой. На момент написания работы определены 4 класса энергоэффективности: IE1 (standard efficiency), IE2 (high efficiency), IE3 (premium efficiency), IE4 (super-premium efficiency). Кроме того в стандартах МЭК также введено понятие пятого класса IE5, границы которого пока не обозначены в деталях, под приблизительной границей которого понимают снижение потерь в двигателе на 20 %, в сравнение с классом IE4 [6]. Рисунок 1.1 показывает границы различных IE классов для четырехполюсных двигателей различной мощности.

В российской промышленной стандартизации, как и в большинстве европейских и во многих азиатских странах, наметалась тенденция постепенного принятия и адаптации стандартов МЭК. В частности стандарт [6], в его первой редакции, соответствует отечественному ГОСТ Р 54413-2011. Других российских стандартов, вводящих классы энергоэффективности электродвигателей, на момент написания работы еще не существовало. По этой причине главное внимание в работе уделяется именно соответствию двигателей классам энергоэффективности, согласно стандартам МЭК.

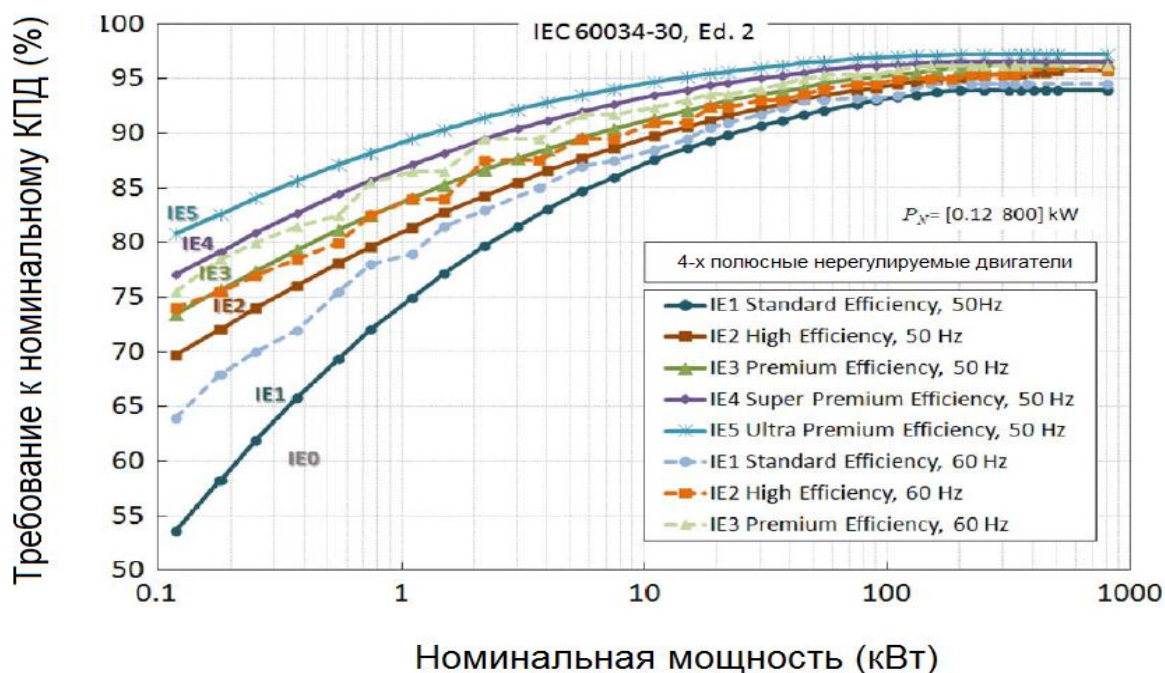


Рисунок 1.1 – Границы классов энергоэффективности, согласно [6]

Таблица 1.1 показывает содержание подзаконного акта СЕ 640/2009 парламента Европейского союза [4], относительно сроков введения запрета на ввод в эксплуатацию двигателей с IE классом, ниже предписанного. Отметим, что для двигателей с питанием от ПЧ на данный момент также применяются нормы стандарта [6]. После официального утверждения стандарта для регулируемых двигателей [7], законодательные требования к двигателям с питанием от ПЧ, вероятно, будут пересмотрены.

Таблица 1.1 – Применение норм стандарта МЭК 60034-30 для законодательного ограничения использования двигателей с низким КПД в Европейском Союзе, согласно [4]

Номер директивы	Дата вступления в действие	Требования
1	16 июня 2011	Все используемые двигатели имеют класс не ниже IE2
2	1 января 2015	Все используемые двигатели с прямым питанием от сети, с мощностью 7,5-375 кВт имеют класс не ниже IE3; двигатели с питанием от ПЧ имеют класс не ниже IE2
3	1 января 2017	Все используемые двигатели прямым питанием от сети, с мощностью 0,75-375 кВт имеют класс не ниже IE3; двигатели с питанием от ПЧ имеют класс не ниже IE2

Рисунок 1.2 показывает историю введения таких законов в США, Китае и Европейском союзе (ЕС). Можно заметить, что к 2015 году во всех 3-х странах нормативным уже является класс IE3.

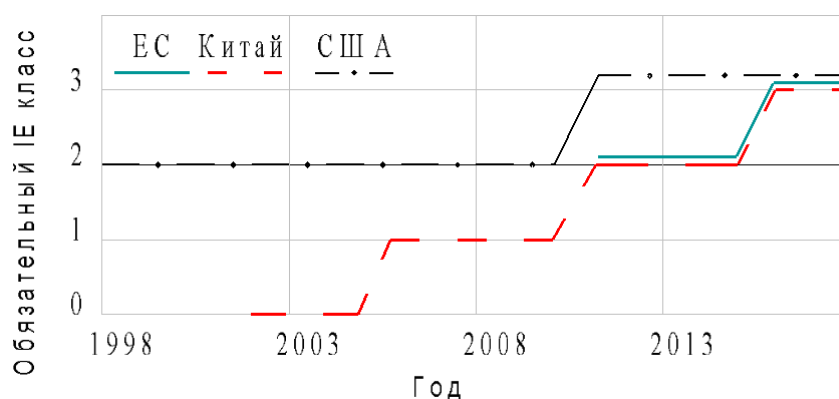


Рисунок 1.2 – Сроки введения обязательных требований к IE классу двигателей в различных странах [14]

В РФ подобная политика несколько сдерживается большей доступностью энергоносителей и относительно низкой ценой на электроэнергию. Однако, в соответствии с государственной программой [3], в России также ожидается введение подобных

законодательных мер в ближайшие годы. Объективным фактором, вызывающим потребность в энергоэффективном оборудовании в РФ является непрекращающийся рост цен на основные виды топлива, и связанный с ним рост цен на электроэнергию. Согласно прогнозу Минэкономразвития за период 2012-2030 гг. электроэнергия для населения подорожает в 5 раз. Для промышленных потребителей – более чем в 2,5 раза. Исходя из текущих прогнозов, следует, что рентабельность энергосберегающего оборудования в РФ в ближайшие годы значительно увеличится, и спрос на него значительно возрастет.

Рассмотрим требования МЭК 60034-30 более подробно. К настоящему времени стандарт охватывает диапазон мощности от 0,12 до 1000 кВт, частоты питания 50 и 60 Гц и двигатели с количеством полюсов 2, 4, 6 и 8. Наиболее высокие требования к КПД предъявляются к 4 полюсным двигателям, потенциально обладающих более высоким КПД [13]. Это связано с рядом причин, главной из которых является изменение величины электрических потерь по отношению к полезной мощности. С одной стороны, с уменьшением скорости, а значит и количества полюсов при питании от сети, при той же мощности на валу возрастает момент двигателя, являющийся функцией тока. Электрические потери в машине при одинаковой величине момента мало зависят от скорости вращения. Однако с уменьшением скорости передаваемая тем же моментом мощность уменьшается. Это ведет к снижению КПД двигателей с 6 и 8 полюсами, в сравнение с 4-х полюсной конструкцией. Другим важным фактором снижения КПД двигателей с большим количеством полюсов является уменьшение коэффициента мощности [27]. Однако при уменьшении количества полюсов и применении той же технологии укладки обмотки имеет место значительное увеличение длины лобовых частей обмотки, что ведет к увеличению электрических потерь. Данный фактор является определяющим в снижении КПД 2-х полюсных двигателей в сравнение с 4-х полюсными [13,27].

Стандарты МЭК не только нормируют КПД двигателей, но также содержат информацию, помогающую потребителям сделать правильный выбор двигателя, исходя из конкретного приложения. Так в [6] помимо прочего, имеется оценка энергосберегающего потенциала для двигателей различных конструкций (Таблица 1.2).

Таблица 1.2 – Энергетический потенциал двигателей различных типов, согласно [6]

Тип двигателя		IE1	IE2	IE3	IE4	IE5
3-х фазный АД с литой обмоткой ротора	Всыпная обмотка (все типы корпусов, весь диапазон мощности)	Да	Да	Да	Трудно	Нет
	Обмотка из жестких секций, IP2х (открытый корпус)	Да	Да	Трудно	Нет	Нет

	Обмотка из жестких секций, IP4x и выше	Да	Да	Да	Трудно	Нет
3-х фазный АД с фазным ротором	Все типы	Да	Да	Да	Трудно	Нет
Однофазные АД	Пусковой конденсатор	Трудно	Нет	Нет	Нет	Нет
	Рабочий конденсатор	Да	Трудно	Нет	Нет	Нет
	Пусковой/рабочий конденсатор	Да	Трудно	Нет	Нет	Нет
	С экранированными полюсами	Трудно	Нет	Нет	Нет	Нет
Синхронные двигатели	С ПМ, с прямым пуском	Да	Да	Да	Трудно	Нет

Таблица 1.2 дает сведения не обо всех типах двигателей. В промышленности, безусловно, находят ограниченное применение и иные типы двигателей с прямым питанием от сети. Например, синхронные реактивные и синхронные двигатели с обмоткой возбуждения. Однако стандарт рассматривает энергетический потенциал только тех типов, которые для рассматриваемого диапазона мощностей достаточно полно представлены на рынке.

Согласно данным (Таблица 1.2), несмотря на последние разработки в области синхронных двигателей с прямым пуском [23,24] в приложениях с фиксированной скоростью, специалисты МЭК приходят к выводу, что решений, значительно более эффективных, в сравнение с АД, для случая прямого питания от сети на рынке все еще нет. Двигатель с ПМ с прямым пуском, безусловно, является перспективной технологией по причине высокого коэффициента мощности [23]. Однако стоимость этой технологий на сегодняшний момент все еще остается высокой. Синхронный реактивный двигатель при питании от сети также может иметь достаточно высокий КПД, однако это преимущество может быть нивелировано относительно низким коэффициентом мощности [24,28]. Кроме того, пусковые свойства синхронных двигателей при питании от сети хуже, чем у АД [23,24,28].

Для двигателей с питанием от ПЧ оценка энергетического потенциала, подобная приведенной выше для двигателей с прямым пуском, все еще находится в стадии разработки [7,15]. Публикация стандарта МЭК 60034-30-2, который будет включать эти сведения, ожидается в 2017 году или позднее. На момент написания работы этот стандарт доступен только в виде черновой версии. Однако в связи с тем, что для регулируемых двигателей учитывается также КПД в режимах с частичной нагрузкой и скоростью, а также трудностями оптимального регулирования АД [26] при снижении скорости, ожидается большая разница в оценке потенциала асинхронных и синхронных двигателей. При отсутствии действующего стандарта на классы энергоэффективности регулируемых двигателей многие производители

маркируют двигатели свои с питанием от ПЧ, используя классификацию МЭК 60034-30-1 для двигателей с питанием от сети [37,40].

Отметим, что согласно имеющимся в наличии редакциям стандартов [6,7], границы IE классов для двигателей с питанием от сети и с питанием от ПЧ количественно различны. При одинаковой мощности КПД, необходимый для соответствия определенному IE классу, для регулируемого двигателя значительно выше. К тому же в МЭК 60034-30-2 не вводятся отдельные уровни для двигателей с различным числом полюсов: предполагается, что для двигателя конкретного номинала будут выбраны оптимальные частота и полюсность. Поэтому требования к величине КПД по [7] получаются ощутимо выше, чем по [6], кроме случая двигателей с номинальной скоростью 1500 об/мин. Так двигатель 750 Вт, 3000 об/мин для соответствия классу IE4 должен иметь КПД 83,5 %, согласно [6], и 85,7 %, согласно [7]. Для двигателя 1500 Вт, 3000 об/мин эти цифры соответственно будут равны 86,5 и 88,2 %.

Кроме того, для двигателей с питанием от ПЧ КПД должен быть измерен в более чем одной рабочей точке, с различными моментом и скоростью вращения [7,15], (Рисунок 1.3). Величина нормирующего КПД, по которой определяется IE класс, рассчитывается как сумма КПД в отдельных нагрузочных точках, с учетом весовых коэффициентов:

$$\eta_{ном} = \sum_{i=1}^N (k_i \times \eta_i) \quad (1.1)$$

где N – число рабочих точек, по которым определяется стандартный КПД; η_i – КПД двигателя в i-той рабочей точке; k_i – весовой коэффициент, применяемый стандартом для i-той рабочей точки.

Рисунок 1.3 показывает нагрузочные точки КПД в которых учитывается при расчете номинального КПД регулируемого двигателя, согласно (1.1). Для случая насосной нагрузки (Рисунок 1.3а) формула (1.1) преобразуется к виду:

$$\eta_{ном} = \frac{\eta_{100,100} + \eta_{50,75} + \eta_{25,50}}{3}, \quad (1.2)$$

где $\eta_{100,100}$ – величина КПД в режиме с номинальной скоростью (100%) и моментом (100%); $\eta_{50,75}$ – величина КПД в режиме со скоростью 75% от номинальной и моментом 50% от номинального; $\eta_{25,50}$ – величина КПД в режиме со скоростью 50% от номинальной и моментом 25% от номинального.

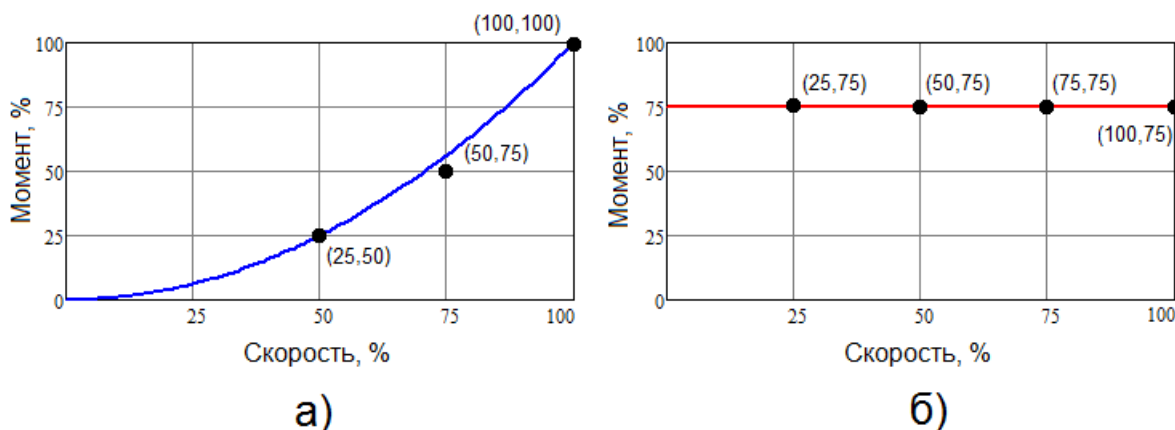


Рисунок 1.3 – Нагрузочные точки, согласно МЭК 60034-30-2, для которых должен быть измерен КПД двигателя а) регулируемый двигатель в «насосном» приложении (с квадратичным профилем момента нагрузки, синяя линия); б) регулируемый двигатель в «конвейерном» приложении (постоянный момент при изменении скорости, красная линия)

На основе анализа [6,7], можно заключить, двигатель, способный работать как от сети, так и от ПЧ, в составе регулируемого привода, может иметь для этих двух случаев разный IE класс. Более того, при работе в составе регулируемого привода двигатель может иметь разные классы, в зависимости от типа привода и профиля момента нагрузки [7]. Это должно стимулировать пользователя осуществлять выбор подходящего двигателя с учетом целевого приложения.

После определения общего значения КПД по формуле (1.1) по стандарту МЭК 60034-30-2 может быть определен IE класс двигателя с питанием от преобразователя частоты. Достижение двигателями высокого общего КПД по новому стандарту МЭК 60034-30-2 затруднено тем, что необходимо обеспечить не только высокий КПД в номинальном режиме, но и в режимах с пониженной нагрузкой.

Уточним, что стандартами [6,7] не регулируются такие типы двигателей как двигатели постоянного тока, вентильно-индукторный двигатель, бесщеточные двигатели постоянного тока с несинусоидальной коммутацией. Это связано с тем, что такие двигатели не могут работать, ни на прямую от сети переменного тока, ни от стандартного трехфазного ПЧ. Такие системы должны быть испытаны как целый электропривод, согласно [5]. Также под стандартную классификацию не подпадают: низкоскоростные (с номинальной скоростью менее 750 об/мин) и высокоскоростные (с номинальной скоростью более 3000 об/мин) двигатели; двигатели, которые не могут быть испытаны отдельно от вспомогательных механизмов и частей агрегата, куда они встроены; двигатели с расширенным диапазоном рабочих температур (менее -20 и более 60 °C); двигатели со встроенным частотным преобразователем и некоторые другие.

В 2014 году также официально был введен стандарт ЕС на классы энергоэффективности для ПЧ и систем электропривода. EN 50598-2 [8] определяет классы энергоэффективности (“IE” and “IES”) для преобразователей частоты (complete drive module, CDM), которые могут быть использованы при работе со стандартными трехфазными двигателями переменного тока, а также для систем привода типа «двигатель + ПЧ» (power drive system, PDS). Также в стандарте описаны методы испытания для определения классов энергоэффективности таких установок. Диапазон мощностей и напряжений, рассматриваемый в [8], соответствует [6]. Нормы стандарта еще не нашли отражения в законодательных актах, однако они могут использоваться для внутренней стандартизации или при составлении технического задания.

1.2. Технологии для реализации двигателей высоких классов энергоэффективности

Наиболее используемым типом двигателя на сегодняшний день является асинхронный двигатель (АД). Однако, в отношении улучшения КПД, в настоящее время АД уже достигли предела своего конструктивного и технологического совершенствования. Дальнейшее улучшение КПД этих двигателей возможно лишь экстенсивными методами: использование большего количества меди и стали, а также применение медной беличьей клетки ротора [11,13,14]. Ниже представлен анализ потерь в АД и способов их уменьшения.

Для анализа возможностей улучшения КПД и уменьшения потерь в АД рассмотрим возможности для уменьшения каждого отдельного выделяемого типа потерь в этих машинах. Потери асинхронной машины разделяются на следующие группы:

$$P_T = P_s + P_r + P_{fe} + P_{fw} + P_{LL}, \quad (1.3)$$

где P_s – электрические потери в обмотке статора; P_r – электрические потери в обмотке ротора,; P_{fe} – составляющая потерь в стали, полученная из опыта холостого хода; P_{fw} – механические и вентиляционные потери; P_{LL} – «добавочные потери».

Рисунок 1.4, составленный по данным [14,48], показывает относительные доли отдельных видов потерь в современных АД. На основе этих данных можно судить о потенциальном эффекте уменьшения потерь определенного вида. Можно отметить, что с увеличением мощности доля электрических потерь значительно снижается, в первую очередь, за счет увеличения коэффициента мощности и уменьшения намагничивающего тока в отношении к полному току. Также с увеличением мощности возрастают доли механических и добавочных потерь.

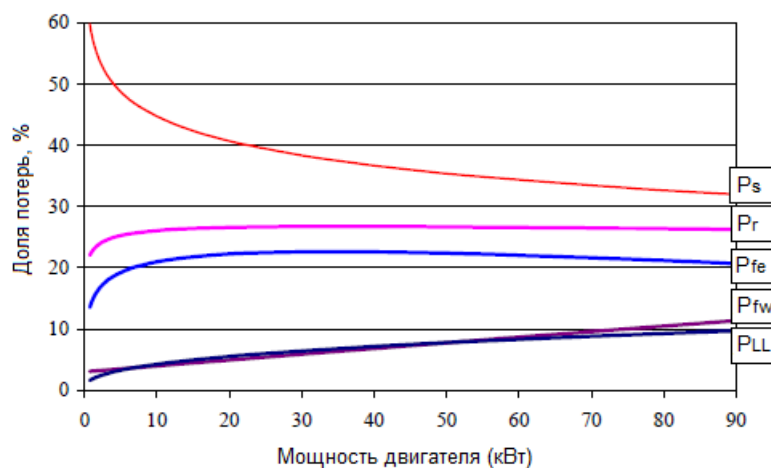


Рисунок 1.4 – Доля отдельных видов потерь в современных 4-х полюсных АД различной мощности [48]

Рассмотрим возможности, которые имеются для уменьшения каждого из отдельных типов потерь в АД. Универсальным способом уменьшения потерь в электрической машине является увеличение габаритов и массы активных материалов [59]. В этом случае номинальная величина момента и мощности достигается при меньших электромагнитных нагрузках. В случае увеличения сечения эффективных проводников обмотки статора уменьшается активное сопротивление и потери в обмотке. В случае увеличения площади магнитопровода, для создания тех же мощности и момента будет требоваться меньшая величина МДС обмотки и индукции в магнитной системе, что ведет к снижению электрических и магнитных потерь.

Однако увеличение массы и объема активных материалов неизбежно ведет к нежелательным удорожанию стоимости, утяжелению, увеличению габаритов машины, а также ограничено привязкой мощностей и присоединительных размеров. При этом данное ограничение зависит от страны, где данный двигатель будет эксплуатироваться. В ЕС и в странах СНГ (в том числе в России) приняты различные увязки (в Европе – размеры, согласно ГОСТ Р 51689-2000 [2], таблица А.4, «вариант II», «увязка CELENES»; в России – таблица А.3, «вариант I», «увязка СЭВ»). При определенной мощности высота оси вращения, а значит и максимальный внешний диаметр статора, для увязки СЭВ будет меньше, чем для увязки CELENES. Длину асинхронной машины с целью увеличения КПД также целесообразно увеличивать только до определенного предела. Из-за наличия значительных потерь в роторе рабочая температура АД закрытого исполнения сильно зависит от возможности охлаждения с торцов. При большой длине АД тепло с ротора рассеивается уже не так эффективно, что ведет к увеличению перегрева и потерь в машине [10].

В любом случае увеличение КПД посредством увеличения массы и стоимости активных материалов следует рассматривать как нежелательный экстенсивный путь. К примеру, при

сравнении общепромышленного двигателя 5,5 кВт, 3000 об/мин класса IE4 наблюдается существенное увеличение размеров и массы, в сравнении со случаем стандартного в ЕС класса IE2 (69 и 52 кг, соответственно) [34,41], при массе 32 кг соответствующего двигателя серии АИР (класс IE1).

Рассмотрим также возможные способы уменьшения потерь в АД, не требующие увеличения массы активных материалов. С 80-х годов XX века по настоящее время магнитные потери в новых конструкциях постоянно уменьшались путем применения электротехнической стали с лучшими свойствами [14]. Так если сегодня большинство производителей в РФ и СНГ изготавливают двигатели типа АИР и АИМЛ (обычно соответствуют IE1, либо КПД ниже, чем необходимо для IE1, в зависимости от производителя) из стали Ст 2212, при необходимости достижения более высокого класса IE2, магнитные потери могут быть снижены с помощью использования стали Ст2412. Хотя это вызовет некоторое удорожание двигателей. Дальнейшее уменьшение потерь в магнитопроводе, с целью соответствия, в зависимости от размеров двигателя, классу IE3 или IE4, связано с необходимостью с применением существенно более дорогих конструкций и материалов, например, подходящих типов аморфной стали [25].

Следует упомянуть возможность снижения механических и вентиляционных потерь. Путем применения подшипников меньшего типоразмера, там, где это допустимо по условиям механических нагрузок, возможно некоторое уменьшение потерь в подшипниках, однако это ведет к ухудшению унификации [14]. Для уменьшения вентиляционных потерь, если это допустимо по условиям термостойкости изоляции (может потребоваться изоляция большего класса термостойкости), может быть применен менее эффективный вентилятор [9,14]. Хотя последнее может также вести к значительному увеличению электрических потерь, вследствие большего нагрева обмоток.

Способом значительного уменьшения электрических потерь ротора является применение для литой клетки ротора сплава меди вместо сплава алюминия, что позволяет в 1,5-2 раза уменьшить активное сопротивление ротора. При определенной нагрузке это дает уменьшение скольжения и значительное уменьшение потерь в обмотке ротора [11,14]. В [14] приводится пример машины 7,5 кВт, для которой рассматриваемая мера привела к увеличению КПД от 91,6 % (IE3) до 93,8 % (IE4). Однако применение медной клетки существенно усложняет технологию производства, вследствие намного более высокой температуры плавления меди (1250 °C), в сравнение с алюминием (676 °C). Температура плавления меди приближается к температуре плавления стали (1350 °C), что создает дополнительные технологические сложности. Кроме того, изменение рабочего скольжения и потока приводит к необходимости перепроектирования машины для получения максимальных рабочих свойств с медной клеткой. Применение медной клетки также вызывает уменьшение пускового момента АД, что может

быть критично во многих приложениях [13]. Экономическая оправданность применения медной клетки для машин разных типоразмеров в настоящее время изучается [14]. В любом случае эта мера ведет к значительному удорожанию двигателя. Однако такая технология может быть единственной возможностью получить АД малой мощности класса IE3 и выше для увязки СЭВ [10].

Улучшение КПД АД в некоторой мере возможно также посредством уменьшения добавочных потерь. Главными составляющими добавочных потерь являются пульсационные магнитные потери на поверхности статора и ротора, а также потери от токов, протекающих по магнитопроводу между стрижнями ротора [14,16]. Для уменьшения этих потерь эффективны такие меры как: применение закрытых пазов ротора; применение технологических мер, увеличивающих переходное сопротивление между клеткой и сердечником ротора (дополнительная изоляция листов, применение вибрационной или центробежной заливки и др); применение технологии проточки ротора без образования заусенцев [16]. Все эти меры способны несколько повысить КПД, хотя и ведут к заметному удорожанию двигателя.

На основании вышеприведенного анализа можно сделать вывод, что значительное улучшение КПД АД, в сравнение с уровнем IE2, возможно лишь экстенсивными методами: использование большего количества меди и стали, а также применение медной беличьей клетки ротора [11,13,14]. Основным недостатком таких решений является увеличение размеров двигателя и его стоимости. Более того, использование медной беличьей клетки ротора приводит к значительному усложнению и удорожанию технологии производства из-за высокой температуры плавления меди [11].

Также можно сделать вывод для привязки CELENEC, утвержденной в Европе, при применении выше обозначенных мер и увеличении массы активных материалов в пределах, ограниченных названными факторами, АД при современной технологии производства для значительной части диапазона мощностей могут соответствовать только классу IE3. Реализация класса IE4 в диапазоне малых мощностей также встречает трудности. В то же время для привязки СЭВ, утвержденной в РФ, в диапазоне малых и средних мощностей (примерно до 50 кВт) имеются трудности даже с реализацией двигателей IE3 класса, что в частности показывает опыт разработки серии энергоэффективных АД 7AVE в ОАО «НИПТИЭМ» (концерн «РУСЭЛПРОМ») [9,10].

В свете того, что, как показано выше, технология асинхронного двигателя не удовлетворяет в полной мере формирующимся мировым запросам на энергоэффективность общепромышленного двигателя, разработчики электрических машин (ЭМ) по всему миру обратили внимание на другие конструкции, обеспечивающие принципиально более высокий КПД. Рисунок 1.4 демонстрирует, что около 20 % потерь в АД составляют электрические

потери ротора. Применение синхронного двигателя позволяет полностью исключить эту, самую значительную после электрических потерь статора, составляющую потерь. Наиболее оправдано такое решение в регулируемом приводе, поскольку на сегодняшний день большинство конструкций энергоэффективных синхронных двигателей не имеет пусковой обмотки и требует питание от ПЧ.

На сегодняшний день на рынке энергоэффективных двигателей для питания от ПЧ, помимо АД имеются также следующие типы машин: трехфазные синхронные двигатели с постоянными магнитами (ПМ) на/в роторе (в английской терминологии – Surface Mounted Permanent Magnet Motor/ Interior Permanent Magnet Motor), трехфазные синхронные реактивные и вентильно-индукторные двигатели (ВИД). Все из перечисленных решений имеют как достоинства, так и недостатки.

Использование ВИД в качестве общепромышленного двигателя в широком диапазоне приложений, несмотря на высокие рабочие свойства, ограничивают следующие факторы:

- необходимость применения нестандартного преобразователя частоты (ПЧ для ВИД поставляются очень небольшим количеством производителей);
- высокий, в сравнение с АД и СРД [34,35,36], уровень шума и вибраций при работе [17].

Областью перспективных разработок является также вариант конструкции реактивного двигателя, получивший в отечественной литературе название «синхронный реактивный двигатель независимого возбуждения» (СРДНВ, в английской терминологии – Field Regulated Reluctance Machine) [19]. Обладая повышенными рабочими свойствами, в сравнение с АД, эта машина также имеет меньший уровень шума и вибраций, в сравнение с ВИД, ввиду использования традиционной многофазной конструкции статора. Однако СРДНВ, также как и ВИД, требует применения нестандартного многофазного преобразователя частоты, поэтому на сегодняшний день область применения таких машин ограничена приложениями с высокими требованиями к перегрузочной способности, динамическим характеристикам, тяжелыми условиями эксплуатации [19].

Двигатели с ПМ являются технологией, потенциально обеспечивающей наиболее энергоэффективные и малогабаритные решения. Однако весьма существенное удорожание стоимости двигателя с ПМ, в сравнение с АД, сдерживает широкое внедрение этой технологии [18,20]. При текущих ценах на редкоземельные магниты цена ПМ двигателя, в сравнение с АД возрастает на 50-100 %. Однако цена на редкоземельные постоянные магниты, в силу ограниченности поставщиков этого материала от года к году может претерпевать большие изменения. Так цена на NeFeB магниты, поставляемые из Китая за 2011-2013 годы изменялась от 201 до 536 долларов за кг. При максимальной цене на магниты (2013 год) стоимость ПМ двигателя может превосходить стоимость АД уже в несколько раз [20].

Кроме того, машинам с ПМ присущи проблемы надежности и долговечности, связанные с возможностью размагничивания и механического повреждения относительно хрупких ПМ. Имеются трудности в эксплуатации: для ремонта ПМ двигателя нужна специальная оснастка. ПМ двигатели не подходят для создания взрывозащищенных исполнений ЭП [29]. Также при использовании ПМ имеются трудности с регулированием потока машины, которые преодолеваются не для всех вариантов конструкции двигателя и системы регулирования [21,22]. Эти ограничения регулирования могут существенно ухудшать КПД ПМ двигателя при частичных нагрузках, а значит и класс энергоэффективности, согласно [7].

В результате анализа достоинств и недостатков конструкций двигателей, имеющих потенциал в качестве базы для энергоэффективного общепромышленного привода, внимание разработчиков все больше привлекает технология регулируемого синхронного реактивного двигателя.

1.3. Синхронный реактивный двигатель

Одним из альтернативных путей для получения электродвигателей высокого класса энергоэффективности (ПЕЗ и выше), который не требует значительного усложнения технологии производства, избыточного увеличения размеров и массы, а также не требует использования дорогих постоянных магнитов (ПМ) является использование синхронного реактивного двигателя (СРД). СРД не имеет электрических потерь в обмотке ротора, и может соответствовать самым высоким классам энергоэффективности [11,29,30,31,32].

От других энергоэффективных двигателей (синхронные двигатели с ПМ) СРД выгодно отличается простотой конструкции ротора машины, отсутствием в конструкции машины дорогостоящих и, существенно усложняющих изготовление, обслуживание и ремонт, постоянных магнитов, и максимальной унификацией технологии производства такого двигателя с производством АД.

Для достижения высоких рабочих свойств СРД изначально проектируется для питания от ПЧ, что позволяет исключить из конструкции пусковую обмотку на роторе. Это делает технологию производства ротора СРД намного менее сложной и затратной, чем для АД (нет необходимости заливки ротора алюминием или медью) и двигателей с ПМ. Ротор СРД имеет более надежную и прочную конструкцию, чем у двигателя с ПМ. Отсутствие потерь в обмотке ротора означает больший КПД, меньшую величину перегрева СРД при той же нагрузке, в сравнение с АД. В частности достигаются меньшие величины перегрева обмотки статора и подшипниковых узлов [11]. Отсутствие короткозамкнутой обмотки в роторе и магнитов приводит к уменьшению момента инерции ротора, что является достоинством в высоко динамичных приложениях.

В качестве основного недостатка СРД можно назвать то, что полный ток СРД, как правило, больше величины тока АД из-за повышенной реактивной составляющей. Это ведет к тому, что ПЧ для питания СРД должен иметь несколько больший номинал по току при той же мощности двигателя. Однако со стороны сети электропривод с СРД будет иметь ту же величину коэффициента мощности, что и асинхронный привод.

С точки зрения конструкции электромеханического преобразователя СРД не является новым типом двигателя. Как и другие основные типы электродвигателей (АД, коллекторный двигатель, синхронный двигатель с обмоткой возбуждения) конструкция СРД была изобретена и впервые запатентована рядом инженеров в конце XIX столетия [31]. Например, патент N. Tesla, датируемый 1887 годом описывает реактивный двигатель, больше всего похожий по принципу работы на современный вентильно-индукторный двигатель. Наиболее ранние патенты реактивного двигателя с синусоидальным распределением обмотки, работающего от источника 3-х фазного синусоидального напряжения принадлежат Kostko (1923), Голдовскому, Бамдасу (30-е гг.) и др. [28,31]. До 90-х годов XX века СРД применялись ограничено как недорогие, хотя и малоэффективные, двигатели с асинхронным пуском от сети и синхронной скоростью вращения, мощностью до 10 кВт. В СССР выпускались СРД серии РС, ДРС, РО-42 для привода намоточных станков. Имели место попытки разработать и внедрить в производство более эффективные двигатели серии СРО [28]. Отдельные образцы двигателей СРО обладали большей величиной КПД, чем выпускавшиеся в то время стандартные АД. Однако, по-видимому, имели проблемы с пусковым моментом, устойчивостью и перегрузочной способностью. Главным препятствием дальнейшего развития СРД было отсутствие достаточно эффективной и доступной по стоимости силовой и управляющей электроники: при использовании векторного управления СРД не имеет проблем устойчивости, а его перегрузочная способность и пусковой момент, ограничены, в основном, номиналом используемого источника питания [50,56].

С появлением крупносерийных трехфазных векторных ПЧ активизировалась разработка различных типов синхронных двигателей без пусковой обмотки, в том числе СРД рассматриваемой конструкции. В разработке СРД с питанием от ПЧ в конце XX, начале XXI века принимало большое количество ученых и инженеров. Выделим некоторые работы.

В 1991 году Т. Miller [47] описывает преимущества таких СРД в сравнение с АД и с ПМ двигателями следующим образом:

- простая конструкция ротора без необходимости обязательного применения пусковой обмотки;
- низкий момент инерции;

- работа на синхронной скорости с простой схемой регулирования, легкость реализации бездатчиковой системы управления;

- простая реализация широкого диапазона регулирования скорости выше номинала, в зоне постоянства мощности, в сравнение с ПМ двигателями.

Во второй половине 90-х А. Vagati публикует ряд работ, где сравниваются энергетические свойства СРД и АД [55]. В 1996 Vagati патентует один из самых известных вариантов современной конструкции СРД без пусковой обмотки, с оптимизированным, с точки зрения минимизации пульсаций момента, числом магнитных барьеров на полюс [56]. В конце 90-х в начале 2000-х в различных странах был опубликован ряд патентов на подобные конструкции. Примерно с этого времени начинается внедрение СРД рассматриваемой конструкции в серийное производство.

К настоящему времени ведущие европейские производители предлагают СРД в комплекте с ПЧ для использования в приложениях, где применение частотно-регулируемого двигателя дает значительный эффект энергосбережения (например, приложения с вентиляторной и насосной нагрузкой, привод лифтов и подъемников). Такие установки составляют большую часть приложений, где используется регулируемый ЭП [33]. Международным концерном ABB (“ASEA Brown Boveri”) производятся две серии СРД для привода насосов, компрессоров и вентиляторов: двигатели класса IE4 (Рисунок 1.5а), а также малогабаритные двигатели класса IE3 (Рисунок 1.5б). Планируется серийное изготовление двигателей класса IE5 (под классом IE5, который еще не утвержден официально, понимается снижение суммарных потерь в двигателе на 20 %, в сравнение с классом IE4 [6]). Также энергоэффективные СРД класса IE4 применяет, в составе своих насосных установок, немецкая фирма KSB (“Klein, Schanzlin & Becker”). Кроме того KSB предлагает также исполнительный бездатчиковый привод с СРД с возможностью точного позиционирования [38]. Фирма Siemens также представила на рынке линейки ЭП рассматриваемого типа [39].

Имеющиеся на рынке серийные СРД по данным производителей адаптированы для следующих приложений: насосы, вентиляторы, компрессоры, прессы, конвейеры, мешалки, промышленные системы отопления и вентиляции, системы автоматического складирования, погрузчики, намоточные машины, муфтаверточные станки, линии бутылочного разлива, флексография и другое.

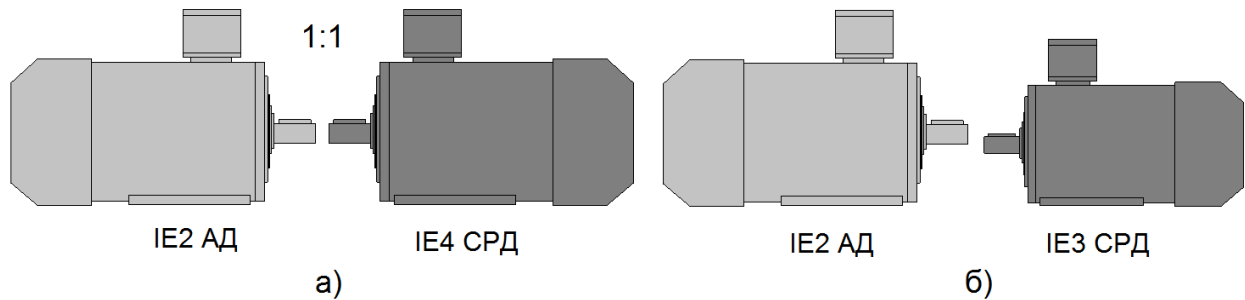


Рисунок 1.5 - Сравнение энергетических и массогабаритных параметров АД и СПД одних и тех же номиналов на основе каталожных данных серийных двигателей а) АД и высокоэффективный СПД б) АД и малогабаритный СПД

В таблицах (Таблица 1.3-Таблица 1.6) приведены сравнительные данные паспортных характеристик серийных СПД и АД ведущих европейских производителей [34,35,37,38]. Все двигатели, кроме двигателей серии SSP и M3AL, выполнены в с увязкой установочных и присоединительных размеров согласно стандарту IEC 60072-1 («увязка CENELEC»), в общепромышленном корпусе. СПД серии SSP позиционируются производителем как малогабаритные исполнительные двигатели, и ряд их номинальных мощностей несколько отличается от стандартного. СПД серии M3AL позиционируются производителем как общепромышленные малогабаритные двигатели повышенной энергоэффективности (IE3 и IE2). Ряд их мощностей не отличается от стандартного, но они выполнены в уменьшенных габаритах, по сравнению с увязкой CENELEC. Для СПД в каталогах приводятся данные при питании от ПЧ. Для АД в каталогах приводятся данные о КПД при питании от сети, при питании от ПЧ КПД АД, как правило, имеет несколько меньшее значение. Двигатели серии SuPremE B позиционируются производителем как энергоэффективные двигатели класса IE4 в стандартных габаритах.

Таблица 1.3 - Номинальные данные двигателей 7,5 кВт, 3000 об/мин

Производитель	KSB	KSB	ABB	ABB	ABB
Модель	SuPremE 132S B	SSP AK52_3	M3AL100 LB4	M3AA 132 M 2	M3AA 132 SC 2
Мощность	7,5 кВт	8,5 кВт	7,5 кВт	7,5 кВт	7,5 кВт
Тип двигателя	СПД	СПД	СПД	АД	АД
IE класс	IE4	IE2	IE3	IE2	IE3
КПД, %	92,1	88,1	90,1	88,5	90,5
Высота оси вращения, мм	132	100	100	132	132
Масса, кг	56	24,2	23	52	63

Таблица 1.4 - Номинальные данные двигателей 5,5 кВт, 1500 об/мин

Производитель	KSB	KSB	ABB	ABB	ABB
Модель	SuPremE 132S B	SSP AK61_1	M3AL 112 MB 4	M3AA 132 M 4	M3AA 132 M 4

Мощность	5,5 кВт	6,2 кВт	5,5 кВт	5,5 кВт	5,5 кВт
Тип двигателя	СРД	СРД	СРД	АД	АД
IE класс	IE4	IE2	IE2	IE2	IE3
КПД, %	92,0	87,7	87,7	89,0	89,6
Высота оси вращения, мм	132	112	112	132	132
Масса, кг	45	32,7	33	48	48

Таблица 1.5 - Номинальные данные двигателей 22 кВт, 3000 об/мин

Производитель	KSB	KSB	ABB	ABB	ABB
Модель	SuPremE 180M B	SSP AK82_3	M3AL 132 SMD 4	M3AA 180 MLA 2	M3AA 180 MLB 4
Мощность	22 кВт	27 кВт	22 кВт	22 кВт	22 кВт
Тип двигателя	СРД	СРД	СРД	АД	АД
IE класс	IE4	IE2	IE2	IE2	IE3
КПД, %	94,1	92,7	92,7	92,2	93,2
Высота оси вращения, мм	180	160	132	180	180
Масса, кг	157	95	57	132	176

Таблица 1.6 - Номинальные данные двигателей 22 кВт, 1500 об/мин

Производитель	KSB	KSB	ABB	ABB	ABB
Модель	SuPremE 180L B	SSP AK82_1	M3BL 160 MLC 4	M3AA 180 MLB 4	M3AA 180 MLB 4
Мощность	22 кВт	20 кВт	20 кВт	22 кВт	22 кВт
Тип двигателя	СРД	СРД	СРД	АД	АД
IE класс	IE4	IE2	IE2	IE2	IE3
КПД, %	94,6	91,6	92,0	92,3	93,3
Высота оси вращения, мм	180	160	160	180	180
Масса, кг	175	95	157	163	176

Из данных (Таблица 1.3-Таблица 1.6) видно, что серийные СРД, при тех же размерах и массе, что и АД, обладают значительно большей величиной КПД и соответствует более высокому IE классу. Малогабаритные СРД имеют тот же класс энергоэффективности, что и АД стандартных размеров.

Вариантом конструкции СРД является СРД со вспомогательными постоянными магнитами (СРД с ПМ, в английской терминологии – PM Assisted Synchronous Reluctance Motor, PMaSynRM). Стоимость изготовления таких двигателей существенно ниже, чем обычных синхронных двигателей с редкоземельными магнитами, поскольку они используют либо недорогие ферритовые магниты, либо существенно меньше количество редкоземельных [32]. По своим рабочим энергетическим и массогабаритным характеристикам ПМаСРД превосходят обычные СРД, приближаясь к двигателям с редкоземельными магнитами. В настоящее время ПМаСРД чаще всего применяются как тяговые двигатели в гибридном автотранспорте. Фирма АВВ также анонсировала выпуск общепромышленных двигателей такого типа с классом IE5.

Все названные преимущества позволяют применять СРД как крупносерийный двигатель для самых различных приложений. При этом ЭП на основе СРД будет иметь значительно улучшенные рабочие характеристики, в сравнение с приводом на основе АД, без существенного увеличения стоимости.

Также отметим, что поскольку, как уже было сказано, для большого диапазона мощностей имеются значительные трудности с реализацией АД класса IE3 в уязке СЭВ [10], применение СРД для российских условий еще более актуально, чем для европейских. Как показывают результаты текущей работы, технология СРД позволяет реализовать двигатели классов IE3-IE4 даже в уязке СЭВ, без увеличения массы и стоимости активных материалов, в сравнение с АД класса IE1-IE2.

В целом, на основе проведенного анализа, можно заключить, что применение СРД является перспективным решением в качестве двигателя энергосберегающего регулируемого привода. В настоящей работе рассмотрены аспекты расчета, разработки, изготовления и экспериментального изучения свойств образца энергоэффективного СРД для конкретного приложения. Свойства СРД сравниваются с АД, который имеет ту же конструктивную базу: корпус маломощного двигателя в уязке СЭВ. Важной задачей также является оценка стоимости решения и экономической целесообразности применения СРД рассматриваемого типа в условиях, имеющих место в российской промышленности. Данная работа представляет попытку решения этих задач.

1.4. Выводы по разделу 1

1. Увеличение требований к минимальной величине КПД и классу энергоэффективности общепромышленных двигателей в ближайшие десятилетия станет устойчивой тенденцией в большинстве стран мира.

2. Особенностью приложений регулируемого привода является требование к сохранению высокой величины КПД не только в номинальном режиме, но и в режимах с уменьшенными скоростью и моментом.

3. Двигатели, массово представленные на рынке на сегодняшний день, не удовлетворяют перспективным требованиям к КПД, согласно МЭК 60034-30, особенно для регулируемых двигателей и для диапазона малых мощностей: требуется либо значительное удорожание и утяжеление АД, либо применение новых технологий.

4. Синхронный реактивный двигатель, способный удовлетворять требованию класса IE3 и выше, согласно МЭК 60034-30, без удорожания и перерасхода материалов является перспективным решением в качестве энергосберегающего двигателя регулируемого привода.

2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ И РАСЧЕТ РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК

2.1. Уравнения синхронного реактивного двигателя при питании от источника напряжения

Оценка рабочих свойств ЭМ на основе ее электрических параметров (сопротивления, индуктивности) и переменных (напряжения, токи) является важным инструментом, позволяющим использовать при проектировании аналитические и условно-аналитические зависимости, необходимые для получения «уравнений проектирования» [59]. В последние десятилетия широкое распространение при проектировании синхронных двигателей получили также процедуры численной оптимизации с применением полевого расчета [53]. Несмотря на это, при проектировании СРД наиболее полной и универсальной выглядит методика, совмещающая оба этих подхода. Даже в случае использования конечно-элементной модели при расчете основных рабочих характеристик остается необходимость использования уравнений машины для выбора начального приближения для численной оптимизации, а также для оценки ряда характеристик (импеданса, перегрузочной способности) по результатам магнитного численного расчета.

В данном разделе описаны построение и реализация в виде расчетной программы модели СРД на основе уравнений электрического равновесия. Проводится анализ выбора формы уравнений, подходящей для рассматриваемого случая. Далее уравнения, описывающие модель с постоянными параметрами при указанных допущениях, дополняются с целью учета насыщения, магнитных и механических потерь с целью возможности более точной оценки энергетических параметров СРД. Показано, что при использовании параметров машины, полученных экспериментально, представленная модель способна достаточно точно оценивать рабочие характеристики СРД.

В определенных приложениях СРД может работать от источника напряжения постоянной амплитуды и частоты, не синхронизируемого системой управления с позицией ротора. Например, это имеет место при питании двигателя напрямую от сети. Также интерес представляет сравнение свойств СРД при питании от источника напряжения и при питании от источника тока. В этом разделе определены соотношения переменных состояния двигателя для этого случая.

Сложность моделирования СРД в неподвижной системе координат состоит в учете изменения параметров (индуктивности) фаз статора при повороте ротора. По этой причине, уравнения синхронных двигателей с $L_d \neq L_q$ обычно рассматриваются в системе координат, вращающейся вместе с ротором. Под осью d в работе понимается ось наибольшей магнитной

проводимости ротора. Под осью q – ось наименьшей магнитной проводимости ротора (Рисунок 2.1а).

Выражения для анализа синхронных двигателей различных конструкций обычно получают упрощением общей формы уравнений Парка-Горева. При исследовании рабочих характеристик СРД с помощью уравнений электрического равновесия часто принимаются следующие допущения [28,42,44]:

- 1) Все обмотки СРД симметричны и имеют одинаковые параметры;
- 2) Распределение МДС статора принимается синусоидальном, влияние высших гармоник МДС и индукции в зазоре не учитывается;
- 3) Насыщение магнитной системы по осям d и q не учитывается;
- 4) Магнитные потери не учитываются;
- 5) Механические потери не учитываются.

При записи уравнений установившегося режима СРД необходимо определить фактор нагрузки, который будет определять величину нагрузочного момента. В литературе описаны модели СРД, где в качестве фактора нагрузки используется величина угла δ , либо величина угла γ [28,42,44]. Рисунок 2.1а показывает соотношение между фазовыми углами машины в виде векторной диаграммы:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \delta - \gamma, \quad (2.1)$$

где φ – фазовый угол между векторами тока и напряжения; $\delta = \arctg(U_d/U_q)$ – фазовый угол между осью q и вектором напряжения; $\gamma = \arctg(I_q/I_d)$ – фазовый угол между осью d и вектором тока.

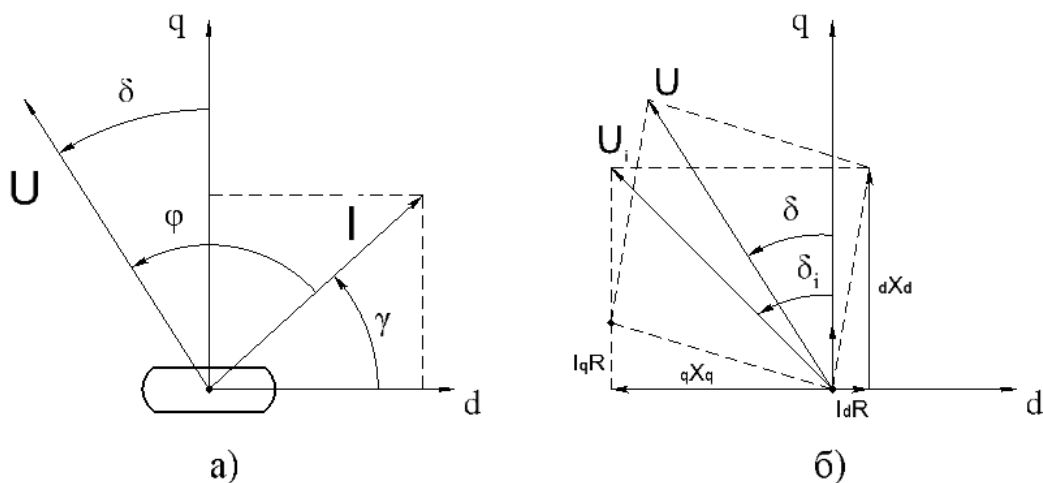


Рисунок 2.1 – Векторные диаграммы СРД а) К определению соотношения между углами γ , δ и φ ; б) К определению импеданса СРД

В рамках текущей работы, в связи с особенностью рассматриваемого приложения, больший интерес представляют характеристики СРД в зависимости от угла γ . Опишем далее уравнения СРД при питании от источника напряжения в зависимости от величины угла γ . При описанных выше допущениях, система уравнений СРД во вращающихся d-q осях имеет вид [44]:

$$\begin{aligned} L_d \cdot \frac{di_d}{dt} &= U_d - R \cdot i_d + L_q \cdot \omega_e \cdot i_q; \\ L_q \cdot \frac{di_q}{dt} &= U_q - R \cdot i_q - L_d \cdot \omega_e \cdot i_d; \\ T &= \frac{m}{2} \cdot Z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q; \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{T - T_l}{J}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где U_d, U_q, i_d, i_q – соответственно, напряжения и токи статорной обмотки по осям d и q; $L_d = L_{ad} + L_{\sigma s}$, $L_q = L_{aq} + L_{\sigma s}$ – полные индуктивности статора по осям d и q; L_{ad}, L_{aq} – взаимные индуктивности статора и ротора по осям d и q, $L_{\sigma s}$ – индуктивность рассеяния статора; R – активное сопротивление фазы статора; ω_m – механическая скорость (угловая частота) вращения вала двигателя; $\omega_e = Z_p \cdot \omega_m$ – электрическая скорость вращения, Z_p – число пар полюсов; $m = 3$ – количество фаз двигателя; T – электромагнитный момент двигателя; T_l – момент нагрузки, J – результирующий момент инерции двигателя и приводимого механизма.

При описании установившегося режима работы уравнения электрического равновесия преобразуются к виду:

$$\begin{aligned} U_d &= R \cdot i_d - L_q \cdot \omega_e \cdot i_q; \\ U_q &= R \cdot i_q + L_d \cdot \omega_e \cdot i_d. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Поскольку напряжение источника в рассматриваемом случае задано в неподвижной системе координат и изменяется во времени по синусоидальному закону, перепишем (2.2), используя комплексную форму записи. Уравнение электрического равновесия при фиксированной частоте для одной фазы статора СРД в установившемся режиме работы может быть записано как:

$$\dot{U} = j \cdot \dot{I}_d \cdot x_d + j \cdot \dot{I}_q \cdot x_q + \dot{I} \cdot r, \quad (2.4)$$

Определим также функцию «внутреннего напряжения» (ЭДС) статора U_i как (Рисунок 2.16):

$$\dot{U}_i = \dot{U} - \dot{I} \cdot r, \quad (2.5)$$

В выражении (2.4) величины комплексов токов равны:

$$\dot{i}_d = I_d \cdot e^{-j \cdot \left(\delta_i + \frac{\pi}{2} \right)}, \quad I_q = I_q \cdot e^{-j \cdot \delta_i}, \quad \dot{i} = \dot{i}_d + \dot{i}_q. \quad (2.6)$$

где δ_i – внутренний угол нагрузки – угол между осью q и вектором U_i (Рисунок 2.1б).

Тогда токи двигателя могут быть найдены как:

$$I_d = \frac{\dot{U}_i}{x_d} \cos(\delta_i), \quad I_q = \frac{\dot{U}_i}{x_q} \sin(\delta_i). \quad (2.7)$$

Принимая во внимание соотношения между углами δ_i и γ , следующие из векторной диаграммы СРД, можно записать:

$$\operatorname{tg}(\delta_i) = \frac{x_q}{x_d} \operatorname{tg}(\gamma), \quad \delta_i = \operatorname{arctg} \left(\frac{x_q}{x_d} \operatorname{tg}(\gamma) \right). \quad (2.8)$$

Подставляя (2.7) и (2.8) в (2.6) получаем:

$$\dot{i} = \frac{U_i}{2} \cdot \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cdot \sin \left(2 \cdot \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{x_q}{x_d} \operatorname{tg}(\gamma) \right) \right] \right) - j \cdot \frac{U_i}{2} \cdot \left[\left(\frac{1}{x_q} + \frac{1}{x_d} \right) - \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos \left(2 \cdot \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{x_q}{x_d} \operatorname{tg}(\gamma) \right) \right] \right) \right], \quad (2.9)$$

Преобразуя (2.9) получаем [42]:

$$\dot{i} = U_i \cdot \left(\frac{(x_d - x_q) \cdot \operatorname{tg} \gamma}{x_d^2 + x_q^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)} - j \cdot \frac{x_d + x_q \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)}{x_d^2 + x_q^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)} \right) = U_i \cdot \left(\frac{(x_d - x_q) \cdot \operatorname{tg} \gamma}{x_d^2 + x_q^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)} - j \cdot \frac{x_d + x_q \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)}{x_d^2 + x_q^2 \cdot \operatorname{tg}^2(\gamma)} - \frac{j}{x_d} + \frac{j}{x_d} \right), \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) может быть переписано в виде:

$$\dot{i} = \frac{U_i}{j \cdot x_d} + \frac{U_i}{\frac{r_\gamma}{\operatorname{tg}(\gamma)} + j \cdot x_\gamma}, \quad (2.11)$$

где $x_\gamma = \omega_e \cdot L_\gamma$; $x_d = \omega_e \cdot L_d$; ω_e – угловая электрическая частота; L_d – полная индуктивность обмотки статора по продольной оси d, r_γ и L_γ – активное сопротивление и индуктивность нагрузочной ветви схемы замещения СРД.

Уравнение импеданса СРД, представленное выражениями (2.5) и (2.11) может быть изображено в виде схемы замещения (Рисунок 2.2б). Параметры r_γ и L_γ задаются выражениями:

$$r_\gamma = \frac{\omega_e \cdot L_d}{\left(1 - \frac{L_q}{L_d}\right)}, \quad L_\gamma = \frac{L_d \cdot L_q}{L_d - L_q}. \quad (2.12)$$

Система уравнений описывающих соотношение токов и напряжений СРД в терминах (Рисунок 2.2б):

$$\begin{aligned} \dot{U} &= r \cdot \dot{I} + j \cdot x_d \cdot \dot{I}_d; \\ 0 &= -j \cdot x_d \cdot \dot{I}_d + \frac{r_\gamma}{\text{tg}(\gamma)} \cdot \dot{I}_\gamma + j \cdot x_\gamma \cdot \dot{I}_\gamma; \\ i &= \dot{I}_d + \dot{I}_\gamma, \end{aligned} \quad (2.13)$$

Можно отметить сходство полученной схемы замещения СРД, со схемой замещения АД (Рисунок 2.2а) [43]. Имеется первичная ветвь, далее цепь разветвляется: имеется ветвь с параметрами не зависящими от нагрузки («контур намагничивания») и ветвь, параметры которой зависят от величины фактора нагрузки γ .

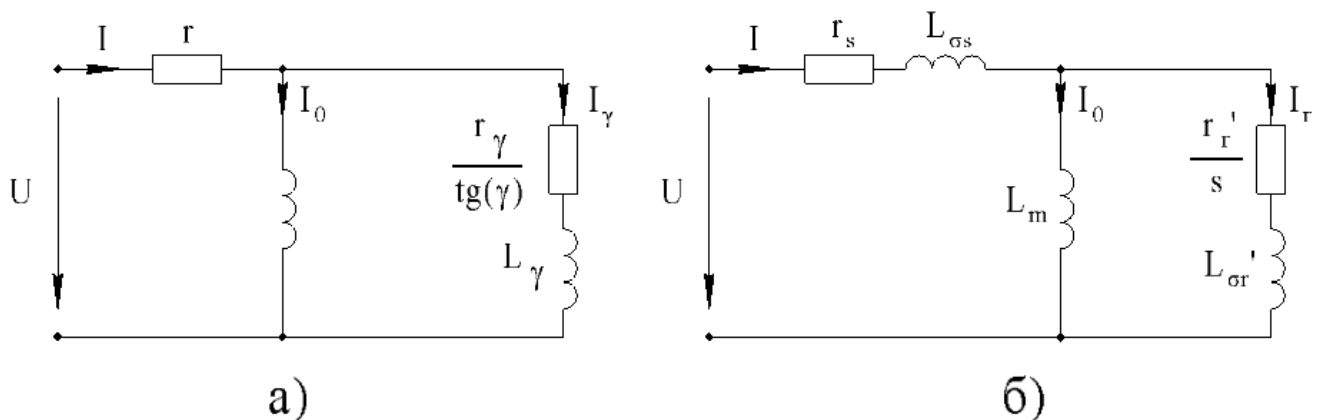


Рисунок 2.2 – а) схема замещения СРД с параметрами, зависящими от угла γ [42]; б) схема замещения АД с параметрами, зависящими от скольжения s [43]

Это сходство подчеркивает похожесть работы АД и СРД при питании от источника постоянного напряжения: имеется реактивная составляющая тока, практически не зависящая от нагрузки (ток холостого хода, «ток намагничивания») и составляющая тока увеличивающаяся при увеличении нагрузки («нагрузочный ток»). При анализе схем можно также заметить отличие в поведении СРД: если нагрузочный ток АД имеет практически только активную составляющую ($r_r'/s \gg x_{\sigma r'}$), то нагрузочный ток СРД будет иметь также значительную реактивную составляющую ($r_\gamma/\text{tg}(\gamma)$ и x_γ – соотносимые величины). При близких значениях индуктивности намагничивающего контура (L_d – для СРД, L_m – для АД), необходимость создания дополнительного реактивного тока при увеличении нагрузки приводит для номинального режима к снижению коэффициента мощности СРД, в сравнение с АД.

На основании вышеприведенных зависимостей могут быть получены аналитические выражения для различных рабочих характеристик СРД [28,42] в функции угла γ .

Полная, активная и реактивная мощность, потребляемая СРД из сети:

$$S_1 = 3 \cdot \dot{U} \cdot \dot{I}^*, \quad P_1 = \operatorname{Re}(S_1), \quad Q_1 = \operatorname{Im}(S_1). \quad (2.14)$$

Полезная механическая мощность P_2 и момент T СРД:

$$P_2 = 3 \cdot I_\gamma^2 \cdot \frac{r_\gamma}{\operatorname{tg}(\gamma)}, \quad T = \frac{P_2}{\omega_m} = \frac{3 \cdot I_\gamma^2 \cdot \frac{r_\gamma}{\operatorname{tg}(\gamma)}}{\omega_m}. \quad (2.15)$$

Выражение величины момента через полный ток [42]:

$$T = \frac{3 \cdot I^2 \cdot \frac{r_\gamma}{\operatorname{tg}(\gamma)}}{\omega_m \cdot \left[\left(1 + \frac{1}{\frac{x_d}{x_q} - 1} \right)^2 + \frac{1}{x_d^2} \cdot \left(\frac{r_\gamma}{\operatorname{tg}(\gamma)} \right)^2 \right]}, \quad (2.16)$$

где $\tau_2 = 1/(x_d/x_q - 1)$.

Используя выражение импеданса (2.11), можно также выразить величину момента в функции напряжения:

$$T = \frac{3 \cdot U^2 \cdot \left(1 - \frac{x_q}{x_d} \right)}{\omega_m \cdot \left[\left(\frac{r^2}{x_d^2} + \frac{x_q^2}{x_d^2} \right) + \left(\frac{r^2}{x_d^2} + 1 \right) \cdot \frac{1}{\operatorname{tg}^2(\gamma)} + \frac{2 \cdot r}{x_d} \cdot \left(1 - \frac{x_q}{x_d} \right) \cdot \frac{1}{\operatorname{tg}(\gamma)} \right]}, \quad (2.17)$$

Для нахождения максимальной величины момента при данном напряжении необходимо найти экстремум (2.17):

$$T_{\max} = \frac{3 \cdot U^2 \cdot \left(1 - \frac{x_q}{x_d} \right)}{2 \cdot \omega_m \cdot x_d \cdot \sqrt{\left(\frac{r^2}{x_d^2} + 1 \right) \cdot \left(\frac{r^2}{x_d^2} + \frac{x_q^2}{x_d^2} \right) + \frac{r}{x_d} \cdot \left(1 - \frac{x_q}{x_d} \right)}, \quad (2.18)$$

Как следует из (2.17) и (2.18), при питании от источника напряжения, величины рабочего, максимального момента СРД и других характеристик машины сложным образом зависят от параметров r , x_d и x_q .

2.2. Уравнения синхронного реактивного двигателя при питании от источника тока

Под «источником тока» далее понимается не конкретное схемотехническое решение электронного источника питания (инверторы тока), а его функциональное назначение. В частности в данной работе рассматривается низковольтный (класс напряжения 400 В) образец СРД, для питания которого применяется автономный инвертор напряжения (АИН). За счет быстродействующих обратных связей по току и, реализуемой тем или иным образом, обратной связи по позиции ротора относительно фаз статора, АИН формирует заданный вектор тока в фазах двигателя, синхронизируемый с позицией ротора [60]: источник формирует заданные составляющие тока I_d и I_q .

Поскольку в отличие от предыдущего случая параметры питания зависят от режима работы двигателя, для моделирования двигателя требуется также упрощенное моделирование источника питания. Далее опишем реализацию модели СРД при питании от АИН с формированием заданных величин токов I_d и I_q . Расчет модели СРД осуществляется с помощью пакета MATLAB и его библиотек: Simulink и SimPowerSystems. Главными преимуществами использования таких специализированных программных средств, в сравнение с использованием программных сред общего назначения, являются: сокращение времени на создание и отладку модели; наглядность и удобство моделирования многокомпонентных систем с гибкой структурой. Это позволяет легко моделировать систему СРД-АИН как совокупность отдельных компонентов. Также это позволяет использовать стандартные модели библиотеки SimPowerSystems, что избавляет от необходимости самостоятельного написания процедур для расчета моделей широко распространенных электротехнических устройств.

Ниже представлена функциональная схема рассматриваемой электромеханической системы (Рисунок 2.3). Двигатель и его нагрузка управляются с помощью 3-х фазного автономного инвертора, который должен обеспечивать заданные системой управления мгновенные значения тока в обмотках. Система имеет два контура регулирования: внутренний контур тока (момента) и внешний контур скорости. Системе дается задание по скорости. Обратная связь по скорости ω_m используется для вычисления модуля задания по току $|i^*|$. При этом заданное значение скорости поддерживается с помощью ПИ-регулирования (блок “ $P\omega_m$ ”) на основании ошибки по скорости $\Delta\omega_m$.

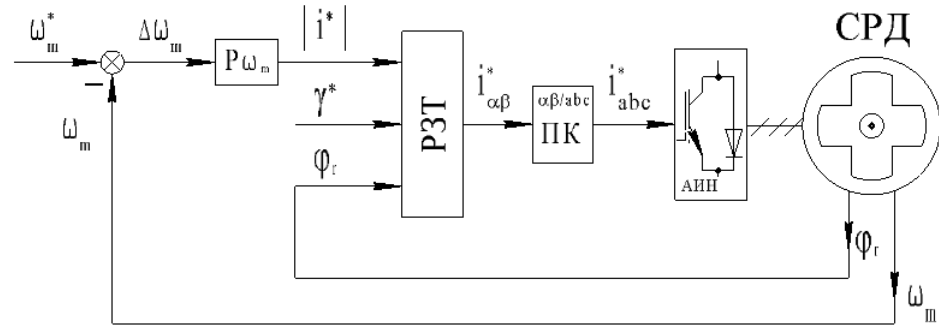


Рисунок 2.3 – Функциональная схема системы СРД-АИН

Обратная связь по углу поворота ротора φ_r используется для вычисления фазы задания тока φ_i^* :

$$\varphi_i^* = \varphi_r + \gamma^*, \quad (2.19)$$

где φ_i^* – задание угла поворота вектора тока относительно неподвижной системы координат α - β , φ_r – угол поворота ротора, γ^* – задание по углу γ .

Блок расчета задания по току «PЗТ», показанный на (Рисунок 2.3), реализует вычисление задания тока в проекциях на неподвижные взаимно перпендикулярные оси α - β :

$$\begin{aligned} i_{\alpha}^* &= |i^*| \cdot \cos \varphi_i^*; \\ i_{\beta}^* &= |i^*| \cdot \sin \varphi_i^*. \end{aligned} \quad (2.20)$$

После этого используется блок фазного преобразования «ПФ», который вычисляет задание по току в трехфазной неподвижной координатной системе:

$$\begin{aligned} i_a^* &= i_{\alpha}^*; \\ i_b^* &= -\frac{1}{2} \cdot i_{\alpha}^* + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{\beta}^*; \\ i_c^* &= -\frac{1}{2} \cdot i_{\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{\beta}^*. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Опишем далее математическую модель системы (Рисунок 2.3), использующуюся в данной работе. Общая система уравнений состоит из подсистем, каждая из которых описывает один функциональный компонент сложного объекта. При этом связи между компонентными подсистемами задаются системой топологических уравнений. При реализации модели с использованием SimPowerSystems топологические уравнения будут составлены программой автоматически при задании электрической схемы соединений компонентов (Рисунок 2.7). Необходимо только составить компонентные уравнения для каждого из элементов.

Выделим в составе моделируемого ЭП (Рисунок 2.3) три компонента: электромеханический преобразователь (СРД), силовой электронный преобразователь (АИН) и систему управления. Далее опишем математические модели этих трех выделенных компонентов. Систему уравнений электромеханического преобразователя составим, используя модель синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов во вращающейся вместе с ротором d-q системе координат [44]. В этом случае система уравнений двигателя имеет вид, описываемый уравнениями (2.2).

Выделим из (2.2) подсистему уравнений электрического равновесия:

$$\begin{aligned} L_d \cdot \frac{di_d}{dt} &= U_d - R \cdot i_d + L_q \cdot \omega_e \cdot i_q; \\ L_q \cdot \frac{di_q}{dt} &= U_q - R \cdot i_q - L_d \cdot \omega_e \cdot i_d; \\ T &= \frac{m}{2} \cdot Z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Также выделим подсистему механического равновесия:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{T - T_l}{J}. \quad (2.23)$$

Для совместного расчета модели СРД, переменные состояния которого вычисляются во вращающейся двухфазной d-q системе координат, и модели инвертора, уравнения которого записаны в трехфазной неподвижной системе a-b-c, необходимо также делать пересчет переменных из одной системы координат в другую, используя координатные и фазные преобразования. Рисунок 2.4 показывает Simulink модель двигателя, реализуемую с помощью этих функций. Блоки преобразований “abc_ab”, “ab_abc”, “ab_dq” и “dq_ab” представляют собой блоки М-функций, реализующих координатные и фазные преобразования.

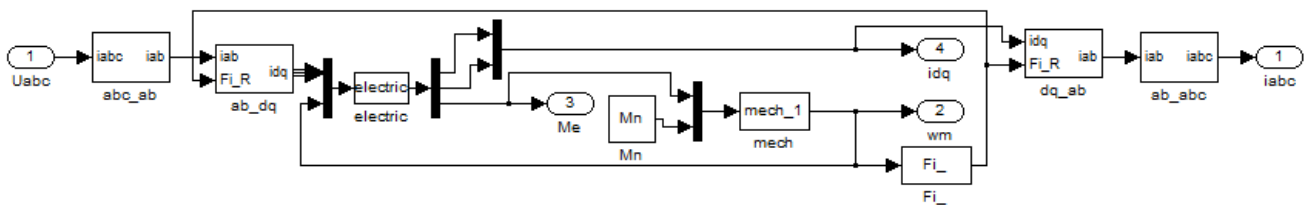


Рисунок 2.4 – Simulink модель СРД

Блоки “electric” и “mech” представляют собой блоки S-функций, реализующих решение систем (2.22) и (2.23), соответственно. Также в модель входит блок S-функции “Fi_”, реализующий вычисление угла поворота φ_r интегрированием скорости ω_m . Блок “Mn” в модели (Рисунок 2.4) задает значение момента нагрузки двигателя.

Рассмотренная выше Simulink модель двигателя (Рисунок 2.4) должна использоваться при расчете совместно с моделями из библиотеки SimPowerSystems. Для того чтобы связать полученную Simulink модель с портами SimPowerSystems блоков используем вспомогательные блоки “conv” (Рисунок 2.5а). Структура блока “conv” показана на (Рисунок 2.5б). Такой блок использует управляемый источник тока (“Controlled Current Source”) из библиотеки SimPowerSystems. Источник тока управляется значением тока одной из фаз статора Simulink модели двигателя (Рисунок 2.4).

Поскольку идеальные источники тока не могут быть соединены последовательно, в модель необходимо добавить внутреннее активное сопротивление источника [61]. Если значение этого сопротивления будет достаточно большим (в данном случае значение $R = 10^6$ Ом было подобрано, исходя из выполнения баланса мощности источника и нагрузки с заданной степенью точности), то свойства блока (Рисунок 2.5б) будут близки к идеальному источнику тока, и сопротивление R практически не будет влиять на результат расчета. Однако такие источники уже можно будет соединять последовательно друг с другом и с другими SimPowerSystems блоками (в частности с SimPowerSystems моделью инвертора). Напряжение, рассчитанное на внутреннем сопротивлении источника R , подается на вход фазной обмотки модели (Рисунок 2.4). Таким образом, реализуется SimPowerSystems блок с вольт-амперной характеристикой, описываемой уравнением электрического равновесия фазной обмотки двигателя, которое задано в Simulink модели (Рисунок 2.4). В полученной модели двигателя (Рисунок 2.5а) используются 3 блока “conv”, по одному на каждую фазу.

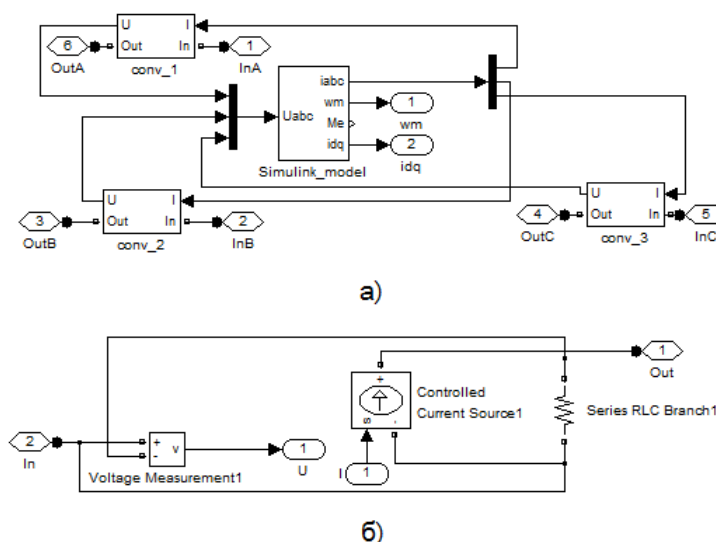


Рисунок 2.5 – а) подключение Simulink модели двигателя к SimPowerSystems модели привода с помощью блоков источника тока “conv”; б) блок источника тока “conv”

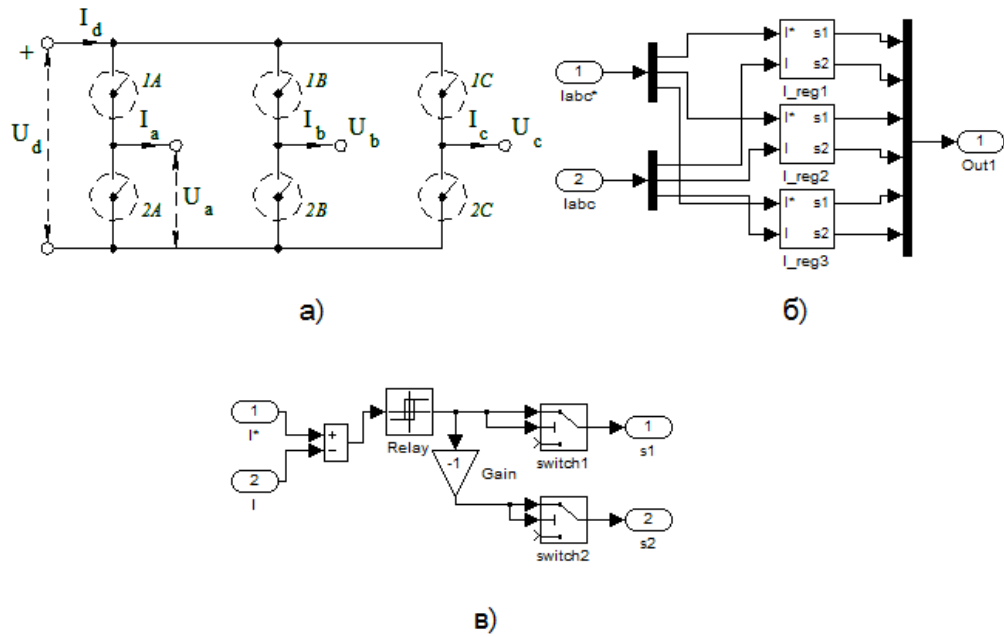


Рисунок 2.6 – а) функциональная схема 3-х фазного инвертора; б) блок управления инвертором “hyst_reg”; в – блок “I_reg”

Для моделирования трехфазного автономного инвертора с идеальными ключами (Рисунок 2.6а) будем использовать стандартный SimPowerSystems блок «Universal bridge». Для моделирования звена постоянного тока преобразователя частоты используем стандартный блок «DC Voltage Source». Примем напряжение звена постоянного тока $U_d = 400 \cdot \sqrt{2} = 565$ В. Такая величина обычно устанавливается в DC звене преобразователя при питании от трехфазной сети 400 В через неуправляемый выпрямитель.

АИН в составе системы должен обеспечивать быстрое формирование заданных величин токов двигателя. В данной модели реализуем управление инвертором по принципу «токового коридора» [60]. При этом используются регуляторы с гистерезисным звеном и обратной связью по току. Общая структура блока трехфазного гистерезисного регулятора тока показана на (Рисунок 2.6б). Структура одного блока «I_reg» показана на (Рисунок 2.6в). Ошибка по току dI направляется на релейное звено «Relay», сигнал на выходе которого задается равным “1”, если ошибка по току $dI \geq bnd/2$, где “bnd” – ширина петли гистерезисного регулятора. Если же $dI \leq -bnd/2$, то значение на выходе релейного звена задается равным “-1”. Пока $-bnd/2 < dI < bnd/2$ сигнал на выходе релейного звена не меняется. Ключи «switch1» и «switch2» формируют управляющие сигналы для пары идеальных ключей инвертора принадлежащих одной фазе (например, для “1А” и “2А”). Сигнал на их выходе равен “0” (ключ закрыт) или “1” (ключ открыт). При этом выход «switch1» всегда инвертирован относительно выхода «switch2». Переключение ключей «switch1» и «switch2»

происходит в момент смены знака на выходе релейного звена. Тем самым реализуется принцип гистерезисного регулирования. Примем $bnd = 0,03$ А.

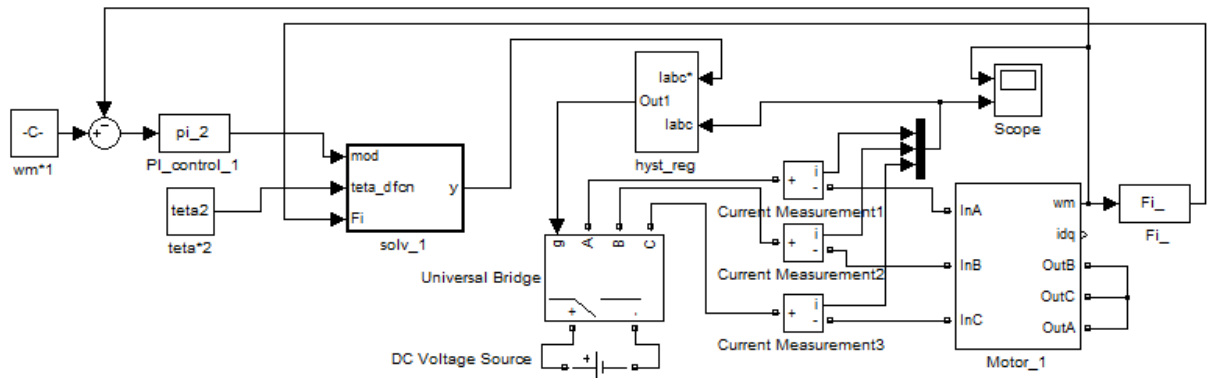


Рисунок 2.7 – SimPowerSystems модель системы СРД-АИН

На (Рисунок 2.7) показана полная SimPowerSystems модель описываемой системы. Она содержит модель двигателя “Motor_1” (Рисунок 2.5а). Порты блока “InA”, “InB” и “InC” соединяются к соответствующим портам источника питания. Порты “OutA”, “OutB” и “OutC” соединены между собой. Тем самым моделируется соединение «звездой» обмотки статора. Блок “universal bridge” моделирующий автономный инвертор, блок “DC Voltage Source”, моделирующий звено постоянного тока, блок управления инвертором “hyst_reg” (Рисунок 2.6б), а также три блока “current measurement” для получения графиков фазных токов двигателя. Остальные блоки реализуют систему управления двигателем, функциональная схема которой показана на (Рисунок 2.3). При этом блок Fi аналогичен таковому в Simulink модели двигателя, блок “solv_1” реализует расчет задания по токам i_a , i_b , i_c , согласно уравнениям (2.19), (2.20) и (2.21). Блок “PI_control” реализует ПИ регулятор с ограничением задания. Коэффициенты регулятора зависят от момента инерции механической системы. Ограничение задания: ± 6 А.

2.3. Учет насыщения, магнитных и механических потерь в уравнениях СРД

Допущения, принятые при составлении уравнений СРД в предыдущих разделах данной главы, во многих случаях оказываются приемлемыми для описания характеристик машины переменного тока. Вместе с тем, очевидно, что для достаточной точной оценки КПД двигателя необходим учет магнитных и механических потерь, которые не учитывались в выше приведенных выражениях. В связи с особенностями конструкции ротора СРД также оказывается критичным учет насыщения магнитной системы по осям d и q.

Для более точного расчета рабочих характеристик СРД можно использовать модели, учитывающие такие эффекты как насыщение, магнитные и механические потери. Нужно заметить, что модель с учетом вышеназванных факторов даже для случая установившегося

режима будет являться нелинейной. Решение уравнений такой модели, как правило, требует численного расчета. При построении модели в современных пакетах численного моделирования (например, MATLAB, Simulink) несложно сразу реализовать модель динамики рассматриваемого объекта, которая также допускает расчет установившихся режимов. При необходимости снижения времени расчета можно легко получить из динамической модели модель установившегося режима путем приравнивания к нулю соответствующих слагаемых в уравнениях элементов системы [62].

Для достаточного точного расчета характеристик СРД в широком диапазоне режимов важен учет насыщения. Для учета насыщения магнитной цепи по осям d и q переформулируем уравнения электрического равновесия машины (2.22), используя термины потокосцеплений [61]:

$$\begin{aligned}\frac{d\lambda_d}{dt} &= U_d - R \cdot i_d + \omega_e \cdot \lambda_q; \\ \frac{d\lambda_q}{dt} &= U_q - R \cdot i_q - \omega_e \cdot \lambda_d.\end{aligned}\tag{2.24}$$

где $\lambda_d = L_d \cdot i_d$ – потокосцепление статора по оси d ; $\lambda_q = L_q \cdot i_q$ – потокосцепление статора по оси q .

Для краткости обозначим оператор дифференцирования как « p » и выразим потокосцепления по осям d и q :

$$\begin{aligned}\lambda_d &= \frac{U_d - R \cdot i_d + \omega_e \cdot \lambda_q}{p}; \\ \lambda_q &= \frac{U_q - R \cdot i_q - \omega_e \cdot \lambda_d}{p}.\end{aligned}\tag{2.25}$$

В соответствие с (2.25) перестроим структурную схему фазы машины в Simulink так, чтобы она включала в себя зависимость тока i от потокосцепления λ (Рисунок 2.8б). В линейном случае эта зависимость имеет простой вид: $i = \lambda / L$, где $L = \text{const}$ (Рисунок 2.8а). Для нелинейного случая зависимость может быть задана таблично, на основании данных магнитного расчета или эксперимента. Таблица со значениями λ и i и алгоритмы интерполяции и экстраполяции задаются с помощью блока “Lookup table”. Для возможности использования данных в расчете переходного процесса такая таблица применяется совместно с блоком численной подгонки «Algebraic Constraint». Такая структура объединена в блоке «Psi_I_table» (Рисунок 2.8в) [63].

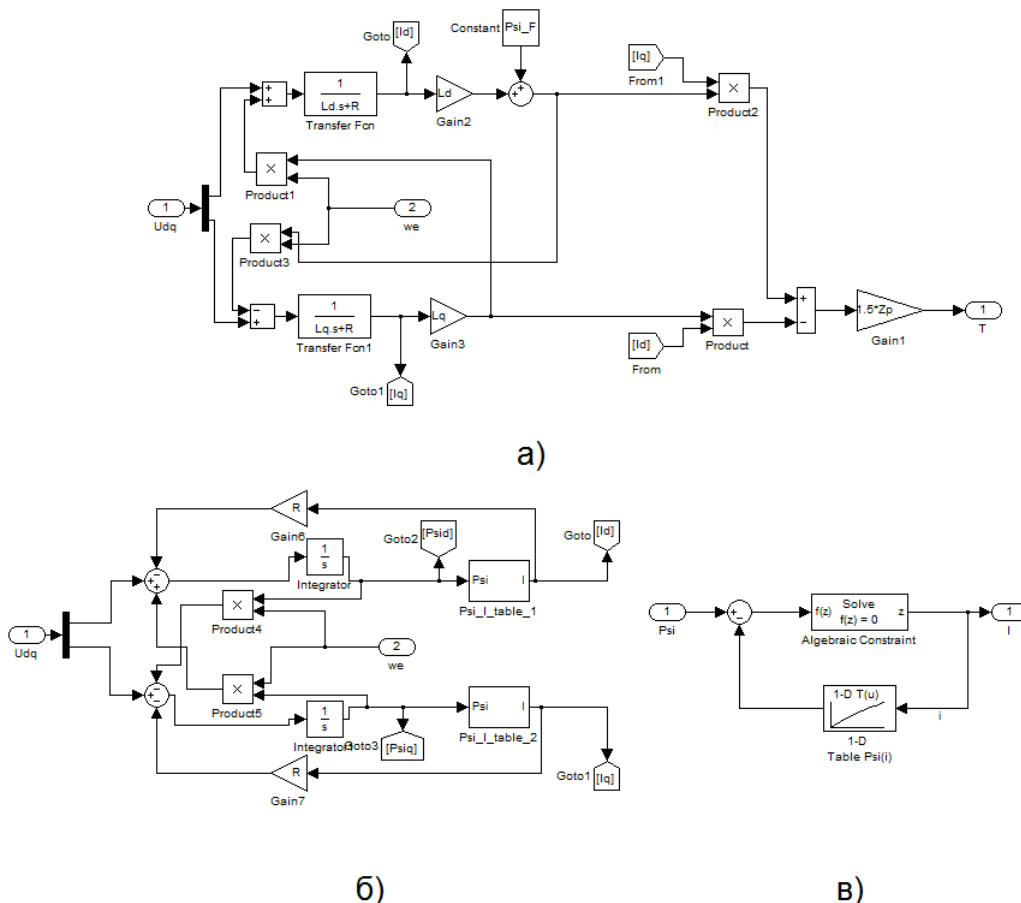


Рисунок 2.8 – а) модель СРД без учета насыщения б) Модель СРД с учетом насыщения
в) Содержание блока «Psi_I_table»

Рисунок 2.9 показывает полученные из эксперимента зависимости $\lambda(i)$, заданные в модели с помощью блоков “Lookup table” для учета насыщения по осям d и q . Между отдельными точками табличных данных применяется линейная интерполяция. За пределами диапазона, представленного табличными данными, применяется линейная экстраполяция. Здесь представлена модель без учета перекрестного насыщения, однако при необходимости перекрестное насыщение может быть учтено подобным образом, с помощью двумерных таблиц $\lambda_d = f(i_d, i_q)$; $\lambda_q = f(i_d, i_q)$, которые также должны быть получены предварительно из экспериментов или магнитного расчета [63].

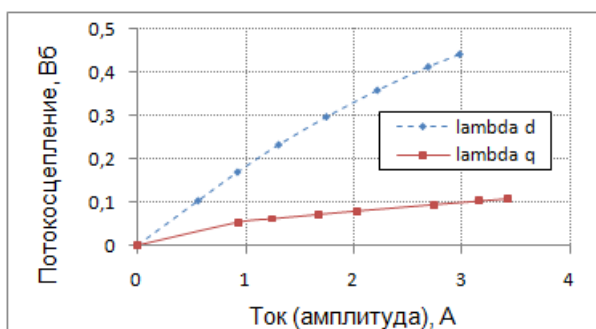


Рисунок 2.9 – Зависимости $\lambda(I)$ заданные в Simulink для учета насыщения по осям d и q

Учет магнитных потерь может осуществляться путем добавления в модель фазы сопротивления магнитных потерь R_c [42,49,64]. Рисунок 2.10 показывает схемы замещения СРД в осях d-q с учетом сопротивления R_c .

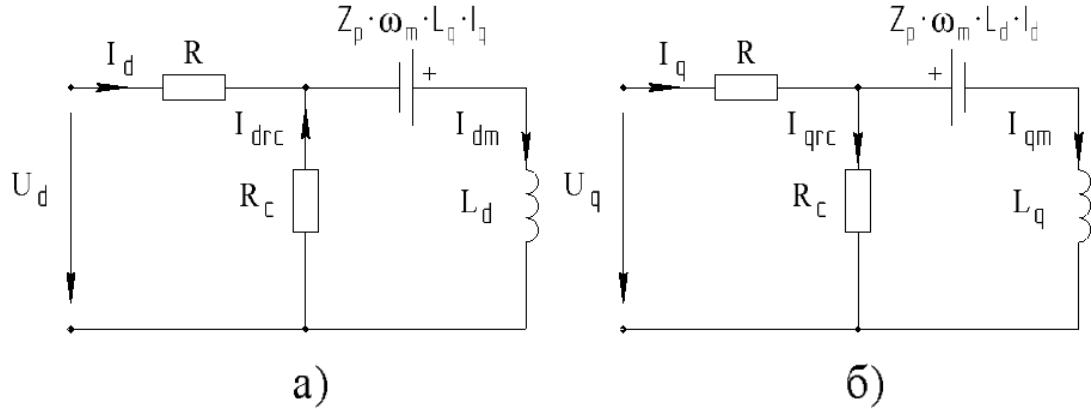


Рисунок 2.10 – Схемы замещения фазы СРД в (d,q) осях, с учетом сопротивления магнитных потерь R_c

При расчете величины магнитных потерь величинами переходных ЭДС $d\lambda_d/dt$ и $d\lambda_q/dt$, вследствие сложностей корректного расчета или измерения величины переходного сопротивления магнитных потерь, обычно пренебрегают [64]. С учетом этого, в соответствие со схемами (Рисунок 2.10), уравнения СРД (2.25) должны быть переписаны как:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \frac{U_d - R \cdot i_d + \omega_e \cdot \lambda_q}{p}; \\ \lambda_q &= \frac{U_q - R \cdot i_q - \omega_e \cdot \lambda_d}{p}; \\ i_d &= i_{dm} - i_{drc} = i_{dm} - \frac{\omega_e \cdot \lambda_d}{R_c}; \\ i_q &= i_{qm} + i_{qrc} = i_{qm} + \frac{\omega_e \cdot \lambda_q}{R_c}, \end{aligned} \quad (2.26)$$

где i_{drc} и i_{qrc} – токи магнитных потерь по осям d и q; i_{dm} и i_{qm} – намагничивающие токи по осям d и q; R_c – сопротивление магнитных потерь.

Уравнение момента при этом также должно быть изменено:

$$T = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{dm} \cdot i_{qm}, \quad (2.27)$$

Из уравнений (2.26) и (2.27) можно заключить, что учитываемые таким образом магнитные потери уменьшают величину вектора намагничивающего тока, в сравнении со

случае отсутствия R_c и, следовательно, уменьшают величину создаваемого машиной момента при той же величине вектора полного тока. При этом в машине также протекают токи i_{drc} и i_{qrc} и выделяется мощность потерь $P_{fe} = 1,5 \cdot R_c \cdot (i_{drc}^2 + i_{qrc}^2)$, где 1,5 – коэффициент приведения величин во вращающейся системы координат (d,q) к неподвижной системе (a,b,c).

Преобразуем структурную схему (Рисунок 2.8б) в соответствие с уравнениями (2.26) и (2.27). Рисунок 2.11 показывает новую схему, включающую учет насыщения и сопротивления магнитных потерь.

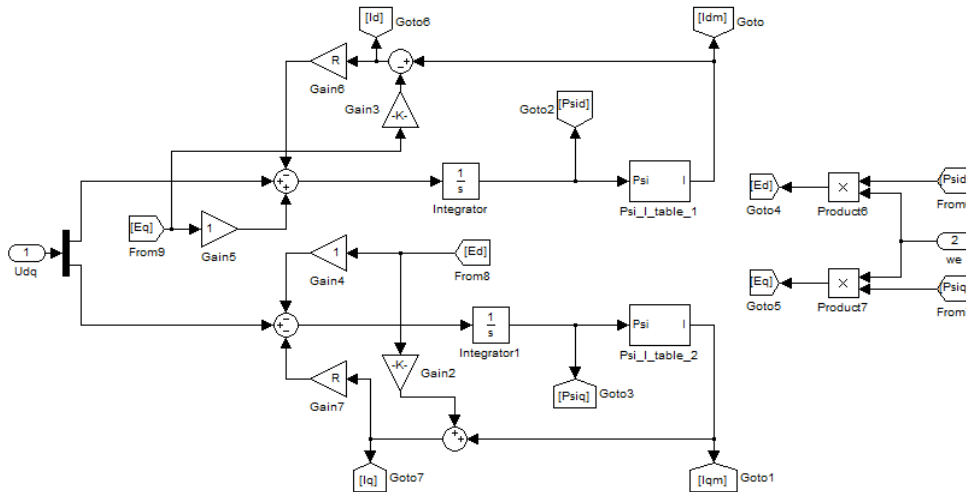


Рисунок 2.11 Модель СРД с учетом насыщения и магнитных потерь

Как видно из вышеприведенных зависимостей, при постоянной величине сопротивления R_c (что предполагает $\omega_e = \text{const}$), магнитные потери в модели зависят от величины фазного напряжения. Расчет сопротивления магнитных потерь может производиться по данным магнитного расчета или из опытных данных, согласно различным методикам. Наиболее точные модели включают учет изменения величины сопротивления магнитных потерь в зависимости от различных параметров нагрузочного режима [42,64]. Из экспериментальных данных для конкретного режима величина R_c может быть рассчитана как:

$$R_c = 3 \cdot \frac{U_{in\phi}^2}{P_{fe}} = \frac{U_{in\ell}^2}{P_{fe}}, \tag{2.28}$$

где P_{fe} – величина магнитных потерь в рассматриваемом режиме, $U_{in\phi}$ и $U_{in\ell}$ – действующие величины фазного и линейного внутреннего напряжения в рассматриваемом режиме.

Зависимость величины механических потерь от скорости вращения может быть аппроксимирована из опытных данных, согласно выражению [64]:

$$P_{mech} = B_m \cdot \omega_m^2 + T_k \cdot \omega_m, \tag{2.29}$$

где ω_m – механическая скорость вращения, рад/с.

Величины V_m и T_k могут быть найдены либо из ряда опытов измерения механических потерь при различных скоростях вращения, либо из опыта свободного выбега двигателя [64]. В данной работе определим коэффициенты механических потерь, исходя из измеренных величин механических потерь при скорости 100%, 75%, 50% и 25% от номинальной. При решении модели моменты соответствующие слагаемые момента механических потерь ($V_m \cdot \omega_m + T_k$) добавляются в уравнение механического равновесия двигателя (2.23).

Проведем расчет рабочих характеристик рассматриваемого в работе образца СРД на основе измеренных параметров, с использованием рассмотренной в данном разделе модели.

Проведем расчет для режима с параметрами: $I_{rms} = 3,362$ А ($I_m = 4,755$ А); $\gamma = 60^\circ$, $f = 100$ Гц ($n = 3000$ об/мин), для которого имеются экспериментальные данные. Для расчета по линейной модели примем параметры машины, определенные из этого же эксперимента: $R = 3$ Ом; $L_d = 0,154$ Гн; $L_q = 0,0273$ Гн. Для расчета по модели с учетом дополнительных факторов используем зависимости $\lambda(I)$ показанные на (Рисунок 2.9), полученные из опыта с заторможенным ротором. Магнитные потери, определенные из эксперимента, для этого режима составили $P_c = 41$ Вт. Соответствующее сопротивление магнитных потерь, рассчитанное по формуле (2.28), $R_c = 2141$ Ом. Измеренные механические и вентиляционные потери на данной скорости составили $P_{mech} = 30$ Вт (двигатель работал с вентилятором, предназначенным для работы на 1500 об/мин, так что потери могут быть еще несколько снижены при использовании менее производительного вентилятора).

Для расчета средних и среднеквадратичных значений изменяющихся во времени модулированных величин (мощность, напряжение и т.п.) в SimPowerSystems модели используется инструмент “Powergui/FFT Analysis”. Сопоставим расчетные и экспериментальные данные (Таблица 2.1).

Таблица 2.1– Сопоставление результатов эксперимента и моделирования

№ п/п	Величина	Эксперимент	Без учета насыщения, без учета магнитных потерь ($R_c \rightarrow \infty$)	Без учета насыщения, с учетом магнитных потерь ($L_d = \text{const}$, $L_q = \text{const}$, $R_c \rightarrow \text{const}$)	С учетом насыщения, с учетом магнитных потерь ($L_d = f(i_d)$, $L_q = f(i_q)$, $R_c \rightarrow \text{const}$)
1.	Линейное напряжение (полезная составляющая), rms, В	307,309	302,2	316	308,1

2.	Линейный ток, rms, А	3,362	3,29	3,317	3,324
3.	Мощность статора, Вт	1272,495	1225	1270	1267
4.	Коэффициент мощности	0,711	0,711	0,700	0,714
5.	Потери в обмотке статора, Вт	101	96,071	99,022	99,441
6.	Магнитные потери, Вт	41	0	42,048	38,630
7.	Механические потери, Вт	30	30	30	30
8.	Момент, Н*м	3,498	3,498	3,498	3,498
9.	Частота вращения, об/мин	3000	3000	3000	3000
10.	Потери суммарные, Вт	172	126,071	171,071	168,071
11.	КПД двигателя	0,864	0,897	0,865	0,867
12.	γ , ° эл.	60	60	60	60
13.	U_d , В	63,601	62,03	68,7	60,23
14.	U_q , В	242,722	239	248,7	243,4
15.	I_d , А	2,378	2,351	2,345	2,354
16.	I_q , А	4,118	3,975	4,114	4,065

Заметим, что напряжение на обмотках двигателя имеет модулированный характер. По результатам эксперимента эффективное значение напряжения на периоде ШИМ вычисляется как среднее значение за этот временной промежуток. Далее вычисляется действующее значение полученной сглаженной функции напряжения [65]. По данным расчета расчет эффективного напряжения проводится с помощью инструмента “Powergui/FFT Analysis” (рассчитывается первая гармоника).

На основании сопоставления эксперимента и расчетных данных (Таблица 2.1) можно заключить, что корректная оценка токов и напряжений двигателя в рассматриваемом режиме зависит в первую очередь от точности задания в модели индуктивностей L_d и L_q . От этого же фактора, а также от корректности определения активного сопротивления обмотки статора R зависит точность учета электрических потерь.

Для корректного моделирования СРД в широком диапазоне режимов, следовательно, обязателен учет насыщения по осям d и q , поскольку параметры L_d и L_q в рабочем диапазоне токов изменяются очень существенно (Рисунок 2.9). В то же время, как видно из результатов расчета для нелинейной модели, хотя неучет перекрестного насыщения и вносит некоторую неточность в оценку импеданса, величины основных рабочих характеристик машины рассчитываются вполне удовлетворительно. Так рассчитанные токи и потери в машине очень

близки к экспериментальным, несмотря на то, что индуктивность была определена из опыта с неподвижным ротором, где оси d и q рассматриваются независимо. Это дает основание полагать что, для целей эскизного проектирования эффект перекрестного насыщения возможно не учитывать.

При необходимости более точного расчета с помощью уравнений эффект перекрестного насыщения может быть учтен без существенного изменения модели с помощью применения трехмерных таблиц $\lambda_d = f(i_d, i_q)$, $\lambda_q = f(i_d, i_q)$ [63]. Однако подготовка таких таблиц с достаточным шагом изменения токов по расчетным или экспериментальным данным требует информации о множестве рабочих режимов и достаточно трудоемка. По результатам расчета можно также судить о удовлетворительной точности экспериментального метода определения величины сопротивления магнитных потерь R_c . Данные (Таблица 2.1) демонстрируют, что самую значительную часть потерь СРД составляют электрические потери в обмотке статора. Однако, несмотря на это, для адекватной оценки КПД двигателя в модели также должны быть учтены магнитные и механические потери.

2.4. Выводы по разделу 2

1. Составлена программа расчета основных уравнений СРД на базе среды Matlab, Simulink.

2. Модель на базе основных уравнений при учете насыщения, магнитных и механических потерь позволяет с приемлемой точностью оценивать рабочие и энергетические характеристики СРД при использовании электрических параметров, полученных из эксперимента.

3. Наибольшая точность моделирования конкретных режимов достигается при использовании параметров, измеренных для этих режимов в ходе соответствующих опытов нагрузки.

4. Относительно большая точность оценки рабочих характеристик в широком диапазоне режимов может быть достигнута при использовании параметров, полученных из опыта с заторможенным ротором и опыта холостого хода.

5. Основными причинами неточностей в последнем случае являются неучет перекрестного насыщения и неучет изменения величины сопротивления магнитных потерь в различных режимах.

3. КОНСТРУКЦИЯ И МАГНИТНЫЙ РАСЧЕТ СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

3.1. Выбор конструкции ротора синхронного реактивного двигателя

Конструкция статора СРД не должна быть существенно изменена по причине необходимости максимальной унификации с АД при производстве. Рассмотрим вопрос о выборе конструкции ротора, наиболее подходящей с точки зрения рабочих свойств, технологичности изготовления и надежности для энергоэффективного СРД общепромышленного исполнения.

При первых попытках применения СРД в промышленности на протяжении XX века ротор изготавливался путем удаления, обычно с помощью фрезерования, сегментов из уже изготовленного ротора АД. В последующем та же конструкция ротора достигалась уже при применении специальных штампов, где имелись как пазы СРД между полюсами, так и пазы для короткозамкнутой литой пусковой обмотки. В отечественной литературе такие двигатели называют «простыми СРД» [28]. Такие СРД с зубчатым ротором (Рисунок 3.1а) имеют низкие энергетические показатели и большие габариты, в сравнение с АД. Коэффициент мощности часто не превышает 0,5, а мощность не превышает 40 %, от мощности АД в тех же габаритах. Такие СРД получили ограниченное распространение в нерегулируемом приводе мощностью до 10 кВт, благодаря поддержанию синхронной скорости вращения, простоте изготовления и обслуживания, надежности в эксплуатации [28,45,48].

Однако, по сравнению с такими конструкциями, рабочие свойства СРД могут быть значительно улучшены [19,28]. Максимальные значения коэффициента мощности, КПД, моментной способности (момент на единицу объема) для СРД определяются в значительной мере величинами разности и отношения индуктивностей статора по продольной и поперечной оси: $L_d - L_q$, L_d/L_q , или просто L_d/L_q при $L_d = \text{const}$ [28,45,46]. Эти величины, в свою очередь определяются конструкций ротора СРД.

На протяжении второй половины XX века было предложено большое количество конструкций ротора СРД с увеличенным значением L_d/L_q [28,48] все многообразие которых можно свести к типам, которые демонстрирует Рисунок 3.1.

Высокое отношение индуктивностей L_d/L_q для простого СРД может быть достигнуто только при малом коэффициенте полюсного перекрытия. Но в этом случае величина L_d также существенно уменьшается, в сравнение со случаем неявнополюсного ротора, и рабочие свойства СРД остаются низкими [45]. В 60-е гг. была предложена сегментированная конструкция ротора [45] (Рисунок 3.1б), с повышенным L_d и сниженным L_q . Однако улучшение

рабочих свойств было не столь велико, чтобы их можно было сопоставить с АД, а технология изготовления существенно усложнялась.

Другой конструкцией, активно разрабатываемой примерно с этого же времени, является ротор с продольным расположением отдельных листов («axially laminated anisotropic rotor», ALA) [48,54] (Рисунок 3.1в). В этом случае продольный поток проходит через ротор практически беспрепятственно, однако поперечный поток вынужден проходить через множество немагнитных промежутков, образованных малыми зазорами между отдельными листами ротора. При применении такой технологии рабочие свойства СРД были уже существенно улучшены, приблизившись к свойствам АД. Другой технологией, эксплуатирующей, по существу, тот же принцип уменьшения L_q , является ротор с традиционной шихтовкой с магнитными барьерами, образованными специальными пазами в листах ротора («transversally laminated anisotropic rotor», TLA) (Рисунок 3.1г) [48,59,54]. Такая конструкция также позволяет получить существенно улучшенные рабочие свойства СРД.

По причинам, обозначенным выше, обычный неявнополюсный зубчатый ротор и сегментированный ротор, для применения в энергоэффективных СРД не рассматривается. Обозначим, описанные в литературе [28,48,50,54], достоинства и недостатки СРД с ALA и TLA ротором (Таблица 3.1).

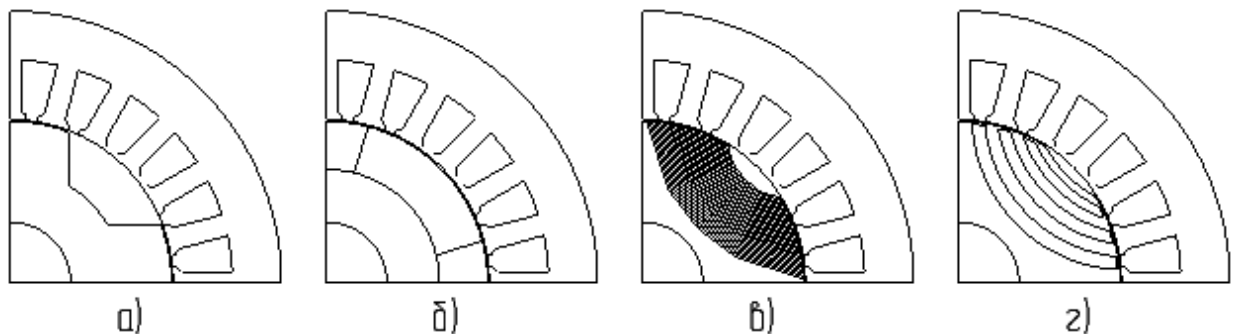


Рисунок 3.1 – Варианты конструкции ротора СРД а) зубчатый; б) сегментированный; в) с продольным расположением листов; г) с магнитными барьерами

Таблица 3.1 – Преимущества и недостатки различных конструкций ротора СРД [28,48,50,54]

Конструкция	С продольным расположением листов (ALA)	С магнитными барьерами (TLA)
Преимущества	<ul style="list-style-type: none"> - Потенциально более высокое отношение L_d/L_q; большая моментная способность и коэффициент мощности; - Меньшее влияние эффекта перекрестного насыщения, за счет меньшего X_q, что позволяет, в частности, применимость 	<ul style="list-style-type: none"> - Относительно низкая стоимость и технологическая простота изготовления, возможность использования для производства тех же технологических операций, что и для изготовления АД; - Простое получение скоса пазов ротора. Это позволяет значительное

	<p>к описанию свойств двигателя более простой математической модели и возможность более точного бездатчикового управления;</p> <p>- Меньшее X_q также означает практическое отсутствие насыщения двигателя по оси q.</p>	<p>снижение пульсаций момента;</p> <p>- Возможность использования тонких стальных листов в роторе (0,5 мм): снижение магнитных потерь;</p> <p>- магнитные потери также снижаются вследствие лучшего гармонического состава индукции в зазоре и возможности скоса пазов ротора; это позволяет существенно повысить КПД для двигателей небольшой мощности.</p>
Недостатки	<p>- Высокая стоимость и технологическая сложность изготовления;</p> <p>- Трудности с выполнением скоса ротора: большие пульсации момента машины;</p> <p>- Использование толстых стальных листов (около 3 мм): значительное увеличение магнитных потерь в роторе;</p> <p>- Повышенные величины высших гармоник поля в зазоре: увеличение магнитных потерь, шума и пульсаций при работе.</p>	<p>- Более высокое X_q: снижение L_d/L_q, коэффициента мощности;</p> <p>- Значительное влияние на параметры эффекта перекрестного насыщения.</p>

Из анализа достоинств и недостатков (Таблица 3.1) можно заключить, что на роль массового дешевого энергоэффективного двигателя для широкого диапазона мощности и скорости больше подходит СРД с магнитами барьерами. Для ротора с продольным расположением листов в том же самом статоре потенциально достижимы большие величины L_d-L_q и L_d/L_q , однако такой ротор менее технологичен и более дорог в производстве. Технология его изготовления, в отличие от ротора с магнитными барьерами, менее унифицирована с технологией изготовления ротора и статора АД. К тому же относительно высокие магнитные потери в роторе при увеличении частоты вращения могут серьезно ухудшить КПД [54] и свести на нет преимущество в моментной способности для конструкции с продольной шихтовкой, при проектировании энергоэффективных двигателей, для которых КПД является одним из наиболее важных параметров. Отметим, что в некоторых работах также ставится под сомнение преимущество ALA ротора в величине L_d-L_q при наличии насыщения и количестве пар полюсов машины $Z_p > 1$ [50]. Кроме того, с этой конструкцией возникают трудности выполнения скоса магнитопровода, поскольку ротор не может быть скошен, а скос статора нежелателен, из-за усложнения укладки обмотки [50].

В то же время конструкция ротора с магнитными барьерами, имеет потенциально несколько меньшую моментную способность, по причине некоторого увеличения индуктивности L_q , из-за наличия магнитных мостов через магнитные барьеры, обеспечивающих механическую прочность ротора. Однако этот тип ротора намного лучше подходит для серийного производства. Опытный образец также может быть реализован намного проще, чем в случае изготовления ротора с продольной шихтовкой. Применение ротора с магнитными барьерами не требует применения технологических процедур, не используемых при производстве АД, и это не приводит к увеличению стоимости машины. Также потенциально достигается минимальная величина потерь в роторе, в сравнение с другими возможными конструкциями.

По этим причинам в настоящее время большинство исследований посвященных двигателю рассматриваемого типа для различных приложений посвящено конструкции с магнитными барьерами (Рисунок 3.1г). Для сравнительного изучения рабочих характеристик в рамках данной работы также была выбрана конструкция СРД с ротором с магнитными барьерами, наиболее подходящая требованиям рассматриваемого приложения.

3.2. Конечно-элементный расчет параметров магнитной системы двигателей переменного тока

Расчетная оценка рабочих характеристик СРД является важным этапом проектирования. К настоящему времени математическая модель синхронного реактивного двигателя разработана достаточно хорошо. Имеются отечественные и зарубежные работы, описывающие различные методики проектирования СРД [28,48,49,50,51,53]. Под проектированием понимается разработка конструкции двигателя, рабочие характеристики которого удовлетворяют требованиям технического задания.

Многие методики, разработанные до начала 90-х годов XX века, основаны на аналитических и эмпирических зависимостях, связывающих рабочие характеристики с макроскопическими параметрами машины [28,51]. Фактором, ограничивающим применение таких методик, становится точность расчета макроскопических параметров (прежде все, индуктивностей в рабочем режиме), а также количественный учет ряда эффектов, плохо описываемых при расчете по основным выражениям синхронной машины, которые, тем не менее, существенно влияют на рабочие и энергетические свойства. Точность расчета параметров машины определяется в первую очередь точностью расчета магнитной системы.

Магнитное поле в воздушном зазоре и роторе даже для СРД традиционной конструкции (Рисунок 3.1а) имеет сложный вид. Расчет же СРД рассматриваемой конструкции (Рисунок 3.1г) является еще более трудной задачей, практически не решаемой с достаточной точностью

без применения численных методов (метода конечных элементов, МКЭ, в английской терминологии – Finite Element Method, FEM). Это вызвано наличием в роторе внутренних дополнительных пазов (магнитных барьеров), существенно влияющих на картину поля и разветвляющих магнитный поток в роторе [28,50]. Еще более усложняет задачу необходимость проектирования СРД с малой величиной воздушного зазора по оси d с целью достижения высоких рабочих свойств. Особенности магнитной цепи по оси q (наличие «мостов насыщения» между магнитными барьерами) и малая величина зазора по оси d , обуславливают необходимость учета насыщения стали при расчете величин L_d и L_q , даже при отсутствии сильного насыщения по главному магнитному пути. Более того, при проектировании СРД имеет место проблема пульсаций момента, вибраций и шума, хотя в отличие от машин с явными полюсами на роторе и на статоре, эти пульсации не так велики и при правильном проектировании сопоставимы с АД [36,50]. Все это обуславливает применение полевых численных методов при расчете СРД. В настоящее время граничные задачи для эллиптических уравнений решаются в основном с помощью МКЭ [49].

В числе наиболее используемых пакетов для полевого конечно-элементного расчета электрических машин можно назвать Comsol, Ansys, FEMM, Quick field (Elcut). Изучение возможностей данных программных пакетов показало, что наилучшим образом для решения поставленных в работе задач подходит пакет FEMM [66]. К основным достоинствам этой программы можно отнести: ориентированность на магнитоэлектронный и квазистатический (в частотной области) расчет индуктивных машин и аппаратов; бесплатность; относительно простое освоение; полноту сопровождающей документации и обучающих материалов; широкие возможности автоматизации расчета и встраивания в другие расчетные программы.

Как уже было указано, конструкция магнитной системы с рабочими свойствами, близкими к целевым, может быть получена с помощью ряда аналитических методик [52]. Однако такой подход ведет к получению машины с сильно завышенными, относительно АД, массогабаритными показателями. Для получения же рабочих и массогабаритных свойств, превосходящих АД, конструкция СРД должна быть оптимизирована с помощью FEM-расчета. Многошаговая автоматическая оптимизация СРД также проводится обычно с применением процедур FEM-расчета [52,53].

Методики использующие FEM-расчет при проектировании СРД как правило являются полуаналитическими [50,52]. Исходя из технического задания, с помощью аналитической процедуры находится начальное приближение для конструкции СРД [50]. При этом конструкция ротора описывается конечным набором параметров (число магнитных барьеров, отношение толщины барьера и продольного ребра, коэффициент полюсного перекрытия и др.) [48,49,50]. Далее производится ряд расчетов при автоматическом варьировании структуры

ротора (в некоторых случаях и статора) в терминах выделенных параметров, с целью оптимизации рабочих свойств. Наглядные примеры таких оптимизационных расчетов даются, например, в [48,49,53].

Основными параметрами режима СРД, которые должны быть получены из магнитного расчета, являются величины индуктивностей статора L_d и L_q . Рассмотрим далее основные аспекты конечно-элементного расчета потокосцеплений и индуктивностей статора, общие для всех синхронных машин. В пренебрежении краевыми эффектами и в предположении одинаковости процессов по всей длине машины (плоскопараллельная симметрия), задачу анализа машины переменного тока можно свести к двумерной задаче [57]. При этом рассматривается только одна плоскость (x,y) . Векторный магнитный потенциал A и плотность тока J при этом задаются, направленными только вдоль оси z , перпендикулярной к плоскости (x,y) : $A = (0,0,A_z)$ и $J = (0,0,J_z)$. Таким образом, векторы индукции и напряженности магнитного поля будут лежать только в плоскости (x,y) : $B = (B_x,B_y,0)$ и $H = (H_x,H_y,0)$.

Рисунок 3.2 показывает структуру расчетной области в типовой задаче расчета синхронной ЭМ. Вращающаяся ЭМ состоит из зафиксированной на станине части (статор) и вращающейся части (ротор). Как в статоре, так и в роторе обычно применяются магнитный сердечник, концентрирующий магнитный поток, и обмотки, несущие электрический ток. Рисунок 3.2 показывает конфигурацию машины с количеством полюсов $P = 2$.

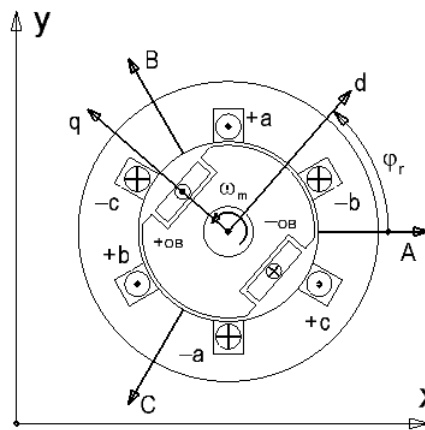


Рисунок 3.2 – Структура расчетной области в плоскости (x,y) при плоскопараллельной постановке задачи

У синхронной машины переменного тока обмотка ротора называется обмоткой возбуждения (ОВ). Она питается постоянным током с помощью скользящих щеточных контактов. Это обмотка создает основной магнитный поток машины. В современных конструкциях электродвигателей малой мощности роль этой обмотки часто выполняют постоянные магниты (ПМ). Ось, проходящая по центру полюса ротора, называется продольной осью или осью d . Магнитный поток, создаваемый ОВ или ПМ, направлен по оси d . Ось,

проходящая по середине между полюсного пространства, повернутая на 90 электрических градусов по отношению к оси d , называется поперечной осью или осью q . Когда ротор вращается с постоянной механической скоростью ω_m , в зазоре машины создается вращающееся со скоростью $\omega_e = Z_p \cdot \omega_m$ магнитное поле.

Обмотка статора также называется обмоткой якоря (ОЯ). Эта обмотка сцепляется с вращающимся магнитным полем и в ней наводится ЭДС, зависящую от величины потокосцепления и частоты ω_e . Три фазы этой обмотки называется фазами a , b и c (u , v и w). Ось магнитного потока каждой фазы смещена относительно других фаз на 120° электрических. В показанной структуре (Рисунок 3.2) каждая фаза обозначена в виде одного витка. Также обозначены направления магнитных осей фаз, связанных с направлением витка по правилу правого винта. Позиция ротора относительно статора задается величиной электрического угла φ_{rm} между осями d и a . Примем, что этот угол отсчитывается от оси a до оси d а направлении против часовой стрелки. Электрический угол между статором и ротором может быть рассчитан как $\varphi_r = \varphi_{re} = Z_p \cdot \varphi_{rm}$. Синхронная реактивная машина не имеет обмоток и ПМ на роторе. Оси d соответствует ось наибольшей магнитной проводимости ротора. Оси q – наименьшей магнитной проводимости.

При плоскопараллельной постановке также встает вопрос выбора расчетной длины машины. Очевидно, что в этом случае необходимо задать единую длину машины и при этом определенным образом учесть шихтовку пакетов, то есть неодинаковость свойств магнитопровода по длине машины. Наиболее простой подход состоит в выборе расчетной длины L_{calc} равной длине железа машины:

$$L_{calc} = L_{Fe} = (L - N_{cv} \cdot l_{cv}) \cdot k_{stk}, \quad (3.1)$$

где L_{Fe} – эффективная длина стального магнитопровода; L – геометрическая длина машины; N_{cv} – число поперечных вентиляционных каналов, l_{cv} – длина поперечного вентиляционного канала, $k_{stk} = 0,95 \dots 0,98$ – коэффициент заполнения сталью.

Очевидной причиной неточности такого подхода является неучет того, что эффективная длина магнитного зазора, несмотря на уменьшение эффективной длины железа, не зависит от коэффициента заполнения. Более точным подходом является выбор расчетной длины машины, равной геометрической длине активных частей машины $L_{calc} = L$. При этом учет влияния коэффициента заполнения производится с помощью пересчета свойств стали [58]. Такой пересчет обычно проводится, на основе метода магнитных цепей, как описано далее.

Рассмотрим участок магнитопровода, состоящий из комбинации однородной стальной и воздушной областей. Выберем для рассуждений прямоугольную систему (z,y) координат и предположим, что поток идет вдоль оси y , как показано на (Рисунок 3.2а).

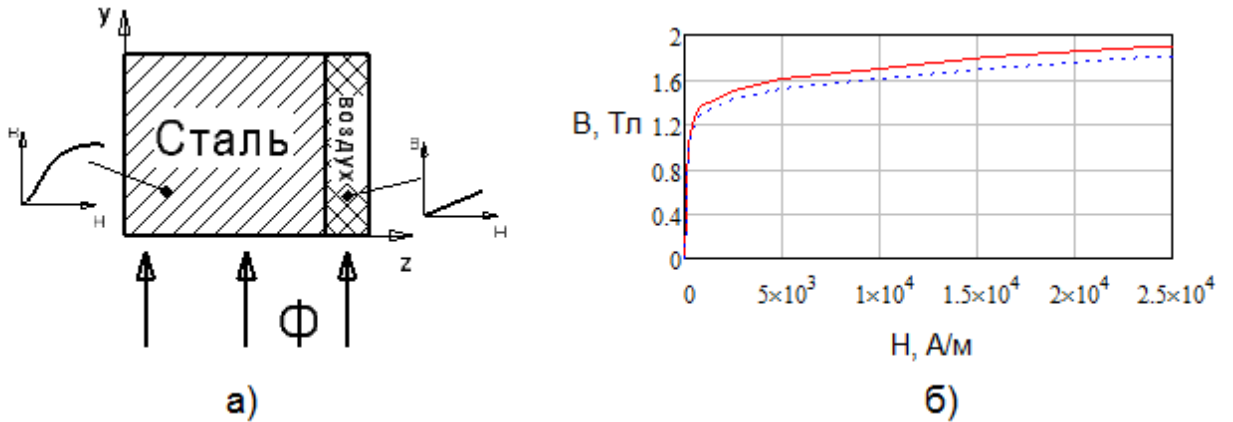


Рисунок 3.3 – а) Представление расчетной области в плоскости (y,z) ; б) сплошная линия – исходная зависимость $B(H)$, пунктир – зависимость $B'(H)$ с учетом шихтовки

Магнитное сопротивление на единицу длины системы по оси x (“вглубь” чертежа, Рисунок 3.2а) для стального участка (R_{Fe}) и для воздушного участка (R_{air}) может быть определено:

$$R_{Fe} = \frac{h}{\mu_{Fe} \cdot w_{Fe}}, R_{air} = \frac{h}{\mu_0 \cdot w_{air}} \quad (3.2)$$

где μ_{Fe} – магнитная проводимость стали (абсолютная); $\mu_{air} = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная проводимость воздуха; h – длина магнитопровода по оси x ; w_{fe} – ширина стального участка магнитопровода по оси z ; w_{air} – ширина воздушного участка магнитопровода по оси z .

Общее магнитное сопротивление цепи R_{eq} , в предположение параллельного соединения сопротивлений стального и воздушного участков, определится как:

$$R_{eq} = \frac{h}{\mu_{Fe} \cdot w_{Fe} + \mu_0 \cdot w_{air}}, \quad (3.3)$$

Тогда эквивалентная проводимость такой структуры, которая может быть использована при полевом расчете в x - y постановке:

$$\mu_{eq} = \frac{\mu_{Fe} \cdot w_{Fe} + \mu_0 \cdot w_{air}}{w_{Fe} + w_{air}} = \mu_{Fe} \cdot k_{stk} + \mu_0 \cdot (1 - k_{stk}) \approx \mu_{Fe} \cdot k_{stk}. \quad (3.4)$$

где $k_{stk} = w_{fe}/(w_{fe}+w_{air})$ – коэффициент заполнения сталью.

Для ненасыщенной стали $\mu_{Fe} \gg \mu_0$, при анализе формулы (3.4) можно сделать вывод, что основными факторами проводимости пакета остаются проводимость стали и длина стальных участков. При $\mu_0 \rightarrow 0$ (то есть $\mu_{Fe} \gg \mu_0$) формула (3.4) вырождается в формулу. Можно заключить, что формула (3.1) является аппроксимацией для случая малого насыщения стали. Для учета неоднородности пакета при учете нелинейного характера магнитной проводимости с помощью уравнения (3.4) может корректироваться вся кривая $B(H)$ стали. В этом случае на основе зависимости (3.4) корректируется величина B для каждого заданного значения H (Рисунок 3.3б):

$$B' = \mu_{Fe} \cdot k_{stk} \cdot H, \quad (3.5)$$

где $\mu_{Fe} = \mu_0 \cdot \mu_{rFe} = B/H$; величины B и H соответствуют исходной кривой намагничивания.

В дальнейшем расчете используется полученная зависимость $B'(H)$. В программе FEMM имеются автоматические инструменты для такого пересчета, в зависимости от коэффициента заполнения. В качестве исходных данных необходимо задать исходную кривую намагничивания $B(H)$ и коэффициент заполнения.

В качестве источников поля для каждой граничной задачи необходимо задать распределение плотности тока J в пределах расчетной области. Программа FEMM позволяет непосредственно задать интегральную величину тока в пределах рассматриваемой подобласти. Для корректного задания величины тока отдельных фаз удобно рассмотреть фазовую диаграмму симметричной системы токов. Токи в этом случае будут заданы векторами на фазовой плоскости:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = I_m \cdot e^{-i \cdot \varphi_a}; \\ \dot{I}_b = I_m \cdot e^{-i \cdot \varphi_b}; \\ \dot{I}_c = I_m \cdot e^{-i \cdot \varphi_c}, \end{cases} \quad (3.6)$$

где I_m – амплитуда тока; $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = -2\pi/3$, $\varphi_c = -4\pi/3$.

Мгновенные значения токов в фазах определяются как:

$$\begin{cases} i_a(t) = I_m \cdot \sin(\omega \cdot t); \\ i_b(t) = I_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right); \\ i_c(t) = I_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

Рисунок 3.4а для примера показывает диаграмму распределения токов в обмотке для момента времени $\omega \cdot t = \pi/12$. При этом мгновенные значения токов, соответствующие

рассматриваемому моменту времени, которые можно определить из диаграммы как проекции на ось $\omega \cdot t$, равны $i_a = 0,259 \cdot I_m$, $i_b = 0,707 \cdot I_m$, $i_c = -0,966 \cdot I_m$.

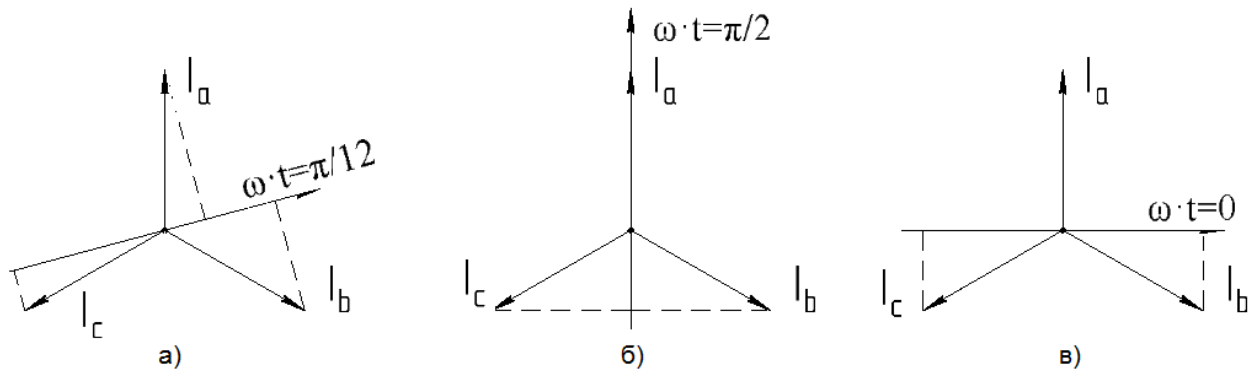


Рисунок 3.4 – Изображение мгновенных значений тока симметричной трехфазной системы на фазовой диаграмме

Для задания результирующего вектора МДС с определенным положением относительно осей системы фаз (a,b,c) удобно рассматривать момент времени $\omega \cdot t = \pi/2$. При этом токи в обмотках равны:

$$i_a = I_m; i_b = -I_m/2; i_c = -I_m/2 \quad (3.8)$$

Также при определенной конфигурации машины может оказаться удобно проводить расчет для момента времени $\omega \cdot t = 0$. При этом токи в обмотках равны:

$$i_a = 0; i_b = -\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_m; i_c = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_m \quad (3.9)$$

Как видно из диаграмм на (Рисунок 3.4 б,в), соответствующих моментам времени (3.8) и (3.9), в этих случаях результирующий вектор тока (МДС) системы будет сонаправлен (Рисунок 3.4 б) или противоположен (Рисунок 3.4 в) магнитной оси фазы А. Моделирование трехфазной симметричной системы токов в момент времени $\omega \cdot t = \pi/2$ удобно использовать при расчете синхронных индуктивностей L_d и L_q .

По результатам решения полевой задачи величина векторного магнитного потенциала $A_z(x,y)$ известна в каждой точке расчетной области. Таким образом, могут быть вычислены потокосцепление каждой из обмоток и ЭДС, создаваемая этим потокосцеплением при определенной скорости вращения. Для вычисления этих величин также необходимо задаться количеством эффективных проводников (витков), принадлежащих каждой рассматриваемой катушке [57]. Для вычисления потокосцепления обмотки уложенной в пазы необходимо рассмотреть области отдельных пазов машины. Среднее значение векторного магнитного

потенциала в пределах q -того паза с площадью поперечного сечения S_q может быть найдено интегрированием потенциала по площади рассматриваемого паза:

$$A_{\text{avg}} = \frac{1}{S_q} \cdot \int_{S_q} A_z dS. \quad (3.10)$$

Пусть n_q – число эффективных проводников в пазу, n_{pp} – число параллельных ветвей машины. Тогда при расчете на один полюс потокосцепление j -той фазы обмотки можно определить по формуле:

$$\lambda_j = P \cdot L_{\text{calc}} \cdot \frac{n_q}{n_{pp}} \cdot \sum_{q=1}^{Q/P} \left(k_{jq} \cdot \frac{1}{S_q} \cdot \int_{S_q} A_z dS \right), \quad (3.11)$$

где $j = a, b$ или c ; P – число полюсов машины; L_{calc} – расчетная длина машины; Q/P – количество пазов на полюс; $k_{jq} = 0, 1$ или -1 – коэффициент, учитывающий принадлежит ли q -тый паз j -той фазе; в случае двухслойной обмотки коэффициент k_{jq} может также принимать значение $0,5$.

В программе FEMM имеется автоматическая функция для расчета потокосцепления фазы по формуле (3.11). Для расчета необходимо предварительно задать для каждой выделенной подобласти внутри расчетной области принадлежность к определенной фазе машины и количество эффективных проводников.

Синхронные индуктивности по осям d и q и индуктивность рабочего режима являются для машины переменного тока одними из самых важных характеристик, которые могут быть получены из магнитного расчета. Расчет параметров синхронных режимов (в том числе вычисление синхронных индуктивностей) для синхронной машины обычно проводится с помощью магнитоэлектростатического расчета. Ротор и токи статора при этом неподвижны относительно друг друга. Для учета влияния явлений связанных с зубчатостью статора обычно проводят серию магнитоэлектростатических расчетов при различных положения ротора относительно геометрии статора, при постоянных амплитуде и положении МДС статора относительно ротора (постоянном фазовом угле γ между вектором тока и осью d , в терминах векторной диаграммы машины).

При вычислении собственных индуктивностей статора не учитывается влияние других источников поля (например, магнитов на роторе), кроме обмотки статора. Распределение токов обмотки задается таким, чтобы при расчете L_d/L_q максимум функции МДС приходился на ось d/q машины (и поток оси d при данной амплитуде тока был максимальным).

При расчете ЭМ с симметричным магнитопроводом целесообразно сократить расчетную область до углового сектора машины, представляющего наименьший период повторения конфигурации магнитопровода и источников МДС (паттерна обмотки). В машинах

с трехфазным статором традиционной конструкции с однослойной концентрической или двухслойной укороченной обмоткой конструкция статора машины и схема укладки обмотки обычно симметрична в пределах одного полюса (90 геометрических градусов для 4-х полюсной машины). В этом случае нужно также обратить внимание на конструкцию ротора. Так в случае АД ротор обычно имеет количество зубцов, не кратное количеству зубцов статора. Поэтому конструкция АД часто оказывается симметричной только в пределах пары полюсов. Такое имеет место, например, в конструкции двигателя АИМЛ71А4, на базе которого спроектирован рассматриваемый в работе образец СРД.

После выделения симметричного сектора машины, для корректного расчета необходимо правильное задание граничных условий (ГУ) и размещение источников поля. При задании граничных условий возможно использование условий Неймана и Дирихле [57]. Однако такая постановка требует симметричного размещения деталей геометрии выделенного сегмента и источников поля относительно границ расчетной области. Например, для АД (машина с “гладким” ротором), когда известно положение магнитных осей фазных обмоток и распределение токов в фазах, можно заранее определить местоположение магнитных полюсов статора/ротора и конфигурацию групп замкнутых магнитных линий.

Для иллюстрации применения различных типов ГУ рассмотрим расчет индуктивности на один полюс двигателя АИМЛ71А4. Зубчатостью ротора и магнитным сопротивлением стальных участков при этом пренебрежем ($\mu_{ст} = 15000$). Во всех случаях моделируется момент времени $\omega \cdot t = \pi/2$, $I_m = 1$ А. Если токи в пределах полюса расположены, образом, указанным на Рисунок 3.5а, в этом случае в его пределах будет замыкаться одна группа силовых линий. Границы полюсного сектора силовые линии пересекать не будут. Для корректного расчета в этом случае можно применить условие Дирихле ($A_z = 0$) (Рисунок 3.5а).

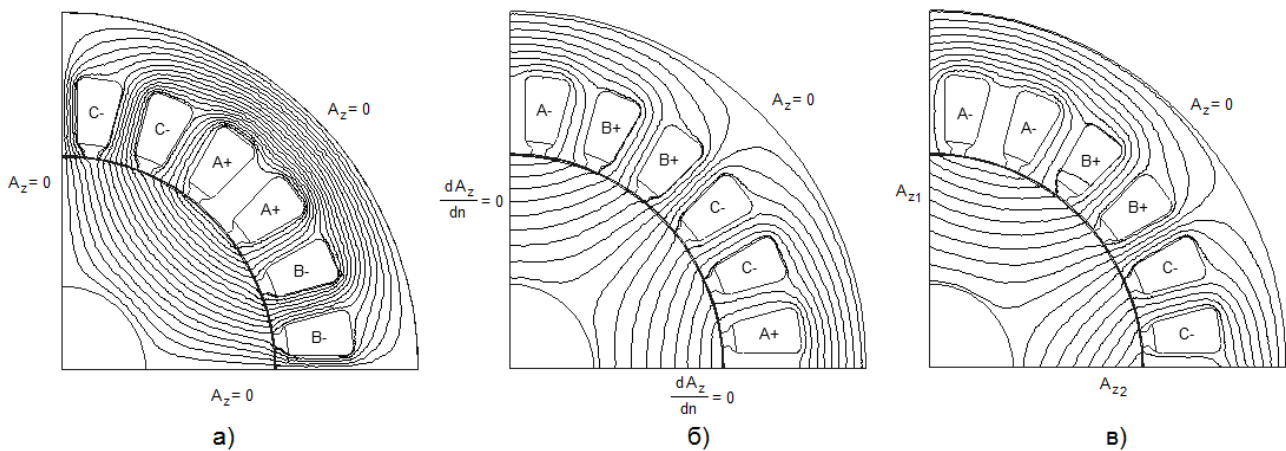


Рисунок 3.5 – Распределение токов в обмотках машины при расчете на один полюс при использовании различных ГУ а) условия Дирихле б) условия Неймана в) периодические ГУ

При распределении токов, показанном на (Рисунок 3.5б) в пределах одного сектора оказываются целый полюс статора/ротора определенной полярности (одинаковое направление индукции в зазоре в пределах полюса). В этом случае силовые линии будут перпендикулярны границам сектора. Для корректного моделирования этого случая можно задать на искусственных границах сектора условие Неймана ($dA_z/dn = 0$) (Рисунок 3.5б).

Однако более универсальным и удобным подходом является использование периодических граничных условий. Такой подход не требует предварительной оценки путей прохождения силовых линий (в случае сложных конструкций точная оценка может быть затруднительна) и позволяет производить корректный расчет при любых величинах токов, соответствующих симметричной трехфазной системе. Это особенно важно при расчете индуктивности и других характеристик рабочего режима синхронной машины, когда угол γ , между осью d и вектором тока машины находится в диапазоне $0 < \gamma < 90^\circ$ эл. Возможно задание периодических и анти-периодических ГУ. Периодические условия ($A_{z1} = A_{z2}$) предполагают полное повторение геометрии, источников и силовых линий, по обе стороны от границ моделируемого сегмента. Задание таких условий будет корректно при соответствии выделенного сегмента 2-м полюсным делениям машины. Анти-периодические условия ($A_{z1} = -A_{z2}$) предполагают повторение геометрии при противоположных значениях источников поля и величины A_z в каждой точке. Задание таких ГУ будет корректно при соответствии выделенного сегмента одному полюсному делению машины, как в большинстве случаев, рассмотренных ниже. На рисунке (Рисунок 3.5в) приведен расчет на один полюс при распределении токов, несимметричном относительно границ расчетной области. В данном случае силовые линии на границе могут иметь как нормальную, так и касательную составляющие. Две симметричные искусственные границы расчетной области связаны анти-периодическими ГУ ($A_{z1} = -A_{z2}$) (Рисунок 3.5в).

Полученные результаты численных расчетов индуктивности по моделям с различными типами ГУ сравним с аналитическим решением, которое имеется для данного случая [48,59]:

$$L_m = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{\delta_e} \cdot D \cdot L_{calc} \cdot \left(\frac{W_1 \cdot k_w}{Z_p} \right)^2, \quad (3.12)$$

где m – число фаз машины; D – диаметр расточки статора; $W_1 = U_p \cdot z_1 / (2 \cdot a \cdot m)$ – число витков (эффективных проводников) в одной фазе; a – число параллельных ветвей обмотки; $k_w = k_{укор} \cdot k_{распр}$ – обмоточный коэффициент, с учетом распределения и укорочения обмотки; $\delta_e = k_{\delta s} \cdot k_{\delta r} \cdot k_{\mu} \cdot \delta$ – эффективный воздушный зазор, с учетом коэффициентов Картера статора $k_{\delta s}$ и ротора $k_{\delta r}$ и коэффициента насыщения k_{μ} ; δ – величина геометрического воздушного зазора машины.

Коэффициент укорочения, необходимый для расчета по (3.12) найдем как [59]:

$$k_{\text{укоп}} = \sin\left(\frac{\beta \cdot \pi}{2}\right), \quad (3.13)$$

где $\beta = y/\tau$ – относительное укорочение, равное отношению шага обмотки y и полюсного деления τ , выраженных в количестве пазовых делений.

Коэффициент распределения вычисляется как:

$$k_{\text{распр}} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2 \cdot m \cdot q}\right)}, \quad (3.14)$$

где $q = z_1/(m \cdot P)$ – число пазов статора на полюс и на фазу.

Коэффициент Картера рассчитывается как:

$$k_{\delta s} = \frac{t_{z1}}{t_{z1} - \gamma_1 \cdot \delta}, \quad (3.15)$$

где $\gamma_1 = (b_{\text{шл}}/\delta)^2/(5 + b_{\text{шл}}/\delta)$; $b_{\text{шл}}$ – ширина шлица паза статора; t_{z1} – зубцовое деление статора.

Также приведем здесь данные рассматриваемой машины, необходимые для расчета по формуле (3.12): число фаз $m = 3$, число пар полюсов $Z_p = 2$, число зубцов статора $z_1 = 24$. Обмотка статора однослойная концентрическая, число витков в одном пазу $U_p = 128$; число параллельных ветвей обмотки $a = 1$. Диаметр расточки статора $D = 72$ мм, длина статора и ротора $L_{Fe} = L_{calc} = 70$ мм. Величина воздушного зазора $\delta = 0,3$ мм, ширина шлица паза статора $b_{\text{шл}} = 2,5$ мм.

Таблица 3.2 показывает результаты расчета индуктивности обмотки статора рассматриваемыми методами. В случае численных расчетов индуктивность обмотки определялась как $L = \lambda I$. При этом потокосцепление обмотки λ рассчитывалось по формуле (3.11).

Таблица 3.2 – Результаты расчета индуктивности

Граничное условие	Индуктивность фазы А обмотки, Гн
Дирихле ($Az = 0$)	0,920
Нейман ($dA/dn = 0$)	0,924
Периодические ($Az_1 = -Az_2$)	0,922
Аналитический расчет	0,919

По данным (Таблица 3.2) видно, что результаты расчета, полученные всеми методами, практически совпадают. Для рассмотренного случая можно сделать вывод о корректности применяемой численной полевой модели. Несколько большее значение индуктивности, полученное с помощью численного расчета, в сравнение с формулой (3.12) можно объяснить

тем, что в численной модели в результат включается также индуктивность рассеяния статора, тогда как в аналитическом расчете – только индуктивность взаимной индукции между статором и ротором. Вышеприведенные сопоставления позволяют сделать вывод о корректности применяемой модели индуктивности машины переменного тока.

3.3. Особенности магнитного расчета СРД с питанием от ПЧ

В силу особенностей принципа действия СРД рассматриваемого типа (питание от регулируемого источника тока, синхронное вращение ротора и магнитного поля), расчет рабочих характеристик может с достаточной точностью осуществляться с помощью относительно простой полевой магнитоэлектростатической модели. При этом возможен учет нелинейности магнитопровода (в том числе перекрестного насыщения осей d и q), оценка пульсаций электромагнитного момента и оценка величины магнитных потерь.

Расчет трехфазных синхронных машин существенно упрощается при использовании координатного преобразования, в результате которого изменяются такие переменные расчета как токи, напряжения и потокосцепления [46,57]. Для корректного моделирования двигателя переменного тока с векторной системой управления, при управлении которым формируются определенные величины токов i_d и i_q , также необходимо применять такое преобразование. Физически значение процедуры координатного преобразования можно трактовать как замену 3-х обмоток, размещенных неподвижно на статоре и отстоящих друг от друга на $2\pi/3$ радиан эл., двумя обмотками, вращающимися синхронно с ротором и отстоящими друг от друга на $\pi/2$ радиан эл. Причем магнитная ось одной из обмоток совпадает с осью d , а магнитная ось другой – с осью q (Рисунок 3.6). Система координат (d,q) называется вращающейся синхронно с ротором системой координат. Система координат (a,b,c) – неподвижной системой координат.

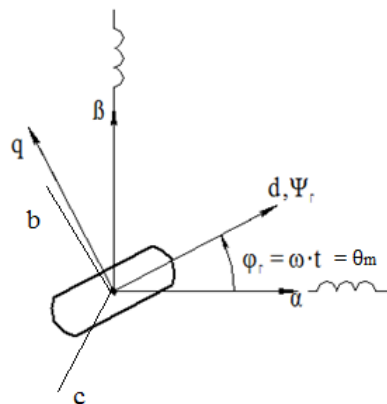


Рисунок 3.6 – (a,b,c) - (α,β) - (d,q) координатное преобразование

Для получения корректных результатов расчета координатное преобразование не должно изменять величины магнитного поля в зазоре машины, т.е. распределение МДС

и индукции в зазоре, относительно ротора. Другими словами, с позиции ротора не должно быть разницы: питается ли статор системой синусоидальных токов, заданных в неподвижной системе (a,b,c), или системой постоянных токов, заданных во вращающейся системе (d,q). Рассмотрим математическое описание координатного преобразования.

Статор создает систему из трех синусоидально распределенных в воздушном зазоре МДС с максимумами по осям соответствующих обмоток: f_a , f_b , f_c . Пусть ϕ_r – это электрический угол между осью d и осью a (Рисунок 3.6). Тогда, исходя из векторной диаграммы мгновенных значений на (Рисунок 3.6), соответствующие МДС в системе d-q могут быть определены как [57,60]:

$$\begin{aligned} f_d &= \frac{2}{3} \cdot \left[f_a \cdot \cos \phi_r + f_b \cdot \cos \left(\phi_r - \frac{2\pi}{3} \right) + f_c \cdot \cos \left(\phi_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right]; \\ f_q &= \frac{2}{3} \cdot \left[f_a \cdot \sin \phi_r + f_b \cdot \sin \left(\phi_r - \frac{2\pi}{3} \right) + f_c \cdot \sin \left(\phi_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Такое же преобразование будет справедливо и для других векторных величин: токов, напряжений, потокосцеплений. В некоторых случаях удобно использовать систему векторных величин в неподвижной системе координат, преобразованных к двухкомпонентному виду (система координат (α, β)). В этом случае (a,b,c)- (α, β) -(d,q) преобразование принимает вид:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= f_a; \\ f_\beta &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot f_a + f_b \right); \\ f_d &= f_\alpha \cdot \cos \phi_r + f_\beta \cdot \sin \phi_r; \\ f_q &= -f_\alpha \cdot \sin \phi_r + f_\beta \cdot \cos \phi_r \end{aligned} \quad (3.17)$$

Обратное (a,b,c)- (α, β) -(d,q) преобразование, также необходимое при моделировании нагрузочного режима СРД при постоянных величинах i_d и i_q , имеет вид:

$$\begin{aligned} f_\alpha &= f_d \cdot \cos \phi_r - f_q \cdot \sin \phi_r; \\ f_\beta &= f_d \cdot \sin \phi_r + f_q \cdot \cos \phi_r; \\ f_a &= f_\alpha; \\ f_b &= -0,5 \cdot f_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot f_\beta; \\ f_c &= -0,5 \cdot f_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot f_\beta. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Моделирование в (d,q) осях также значительно упрощает расчет электромагнитного момента. Вместо того чтобы рассчитывать момент, например, при помощи дифференцирования коэнергии [57,58], что требует достаточно громоздких вычислений для различных моментов времени (углов поворота ротора) в течение периода работы, можно достаточно точно оценить величину момента по результатам одного статического расчета [57,62]. Согласно этому

подходу, уравнение электромагнитного момента выводится из уравнения баланса энергии, записанного в системе координат d-q.

В осях d-q уравнение мгновенной электрической мощности p_e , потребляемой машиной, имеет вид [62]:

$$p_e = \frac{3}{2} \cdot (u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q), \quad (3.19)$$

При этом величины напряжений определяются как:

$$\begin{aligned} u_d &= R \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega \cdot \lambda_q; \\ u_q &= R \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega \cdot \lambda_d \end{aligned} \quad (3.20)$$

Величины потокосцепления определяются как:

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d \cdot i_d; \\ \lambda_q &= L_q \cdot i_q. \end{aligned} \quad (3.21)$$

Подставляя (3.20) в (3.19) перепишем уравнение для мгновенной электрической мощности как:

$$p_e = \frac{3}{2} \cdot (R \cdot i_d^2 + R \cdot i_q^2) + \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{d}{dt} \cdot L_d \cdot \frac{i_d^2}{2} + \frac{d}{dt} \cdot L_q \cdot \frac{i_q^2}{2} \right) + \frac{3}{2} \cdot \omega_e \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d), \quad (3.22)$$

Первое слагаемое этого выражения соответствует электрическим потерям в обмотке статора. Второе слагаемое, включающее производные по времени, имеет место только в переходных режимах. Последнее слагаемое в этом выражении представляет собой электромагнитную мощность p_{em} :

$$p_{em} = \frac{3}{2} \cdot \omega_e \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) = T_e \cdot \omega_m, \quad (3.23)$$

Из (3.23) следует выражение для электромагнитного момента:

$$T = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d), \quad (3.24)$$

Для случая СРД, в котором потокосцепление обмотки статора образуется только за счет самоиндукции, выражение (3.24) принимает вид:

$$T = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot I_{rms}^2 \cdot \sin(2 \cdot \gamma), \quad (3.25)$$

где $I_{rms} = I_{max}/\sqrt{2}$ – действующее значение фазного тока; γ – электрический угол между осью d и вектором тока, «угол управления»; $i_d = I_{max} \cdot \cos(\gamma)$, $i_q = I_{max} \cdot \sin(\gamma)$.

Выражение (3.25) может использоваться для оценки момента непосредственно по результатам расчета полевой модели, по результатам расчета режима схемы замещения, либо в динамической модели, составленной обыкновенными дифференциальными уравнениями.

Таким образом, можно назвать основные преимущества моделирования СРД с применением (a,b,c)-(d,q) преобразования:

- Поскольку оси d и q вращаются синхронно с ротором, при вращении изменения индуктивностей L_d и L_q не происходит, если не брать во внимание малое влияние зубчатости. Таким образом, в каждый момент времени величины собственных индуктивностей L_d и L_q практически постоянны, в отличие от величин L_a , L_b и L_c , которые изменяются при вращении ротора;

- Поскольку оси d и q отстоят на 90 электрических градусов, фазы d и q не связаны магнитно. В уравнениях соответствующих потокосцеплений (3.21) отсутствуют слагаемые взаимной индукции. В противоположность этому фазы a, b и c магнитно связаны. Величина взаимной индуктивности между фазами является функцией угла поворота φ_r . Хотя нужно заметить при учете насыщения некоторое взаимное влияние между потокосцеплениями λ_d и λ_q все же проявляется через перекрестное насыщение [48];

- В установившемся режиме изменение переменных состояния в неподвижной системе (a,b,c) носит синусоидальный характер, в то время как величины в осях (d,q) постоянны. Вследствие сказанного выше значительно упрощается анализ динамических режимов.

Преобразование (a,b,c)-(d,q) не является консервативным, как можно видеть исходя из наличия множителя “3/2” в уравнении (3.25). В уравнении (3.16) при преобразовании координат может быть выбран множитель, отличный от 2/3. Однако при выборе коэффициента приведения равного 2/3 имеются следующие преимущества [57]:

- Эквивалентные обмотки фаз вращающихся d и q будут содержать число витков $3/2 \cdot N$, где N число витков в фазе a, b или c;

- Амплитудные значения электрических величин (напряжений, токов, потокосцеплений) в (d,q) осях такие же как в осях (a,b,c). В частности в установившемся режиме амплитуда $(I_d + j \cdot I_q)$ равна амплитуде синусоидального тока в одной из неподвижных фаз.

Рассмотрим далее расчет потокосцеплений и индуктивностей обмотки статора СРД в различных режимах. Синхронные индуктивности являются важными параметрами СРД, определяющими величину моментной способности и импеданса двигателя, от которых

напрямую зависит КПД и перегрузочная способность двигателя. Имеется несколько способов вычисления индуктивностей СРД посредством полевого расчета.

Для независимого вычисления L_d и L_q можно провести расчеты с совпадением МДС статора с одной из синхронных осей (Рисунок 3.7). В этом случае величины индуктивностей рассчитываются без влияния перекрестного насыщения. Расчет при учете насыщения и шихтованности стали проводится для момента времени $\omega \cdot t = \pi/2$ при различной амплитуде тока, при задании токов в обмотке по формуле (3.8). Далее согласно выражению (3.11) вычисляется потокосцепление фазы, ось которой совпадает с направлением МДС. Индуктивность фазы определяется как отношение амплитуды потокосцепления Λ_m к амплитуде тока I_m , соответствующих для рассчитываемого момента времени величинам фазы А:

$$L = \frac{\Lambda_m}{I_m}, \quad (3.26)$$

При рассмотрении картин поля, видно, что при совпадении МДС с осью d поток проходит через ротор практически беспрепятственно (Рисунок 3.7а) и индуктивность примерно равна индуктивности машины с однородным стальным круглым ротором. При совпадении МДС с осью q практически весь поток вынужден замыкаться по тонкому внешнему контуру, который входит в сильное насыщение. Путь по основной части ротора ему преграждают магнитные барьеры (Рисунок 3.7б). Очевидно, что получения корректного результата для L_q в данном случае необходим учет насыщения.

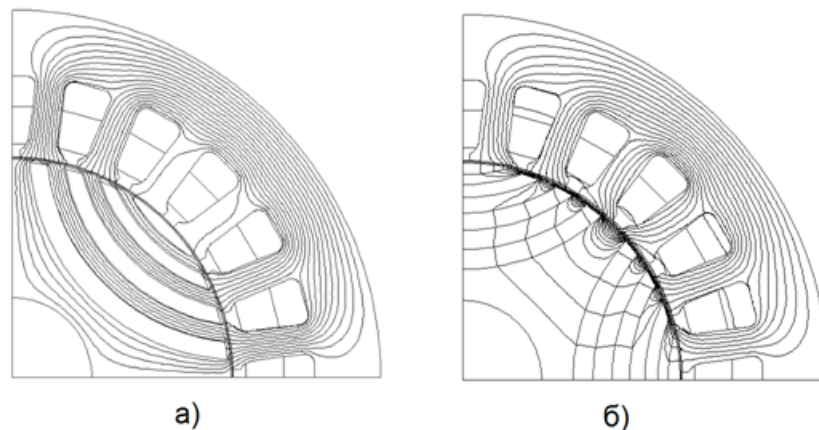


Рисунок 3.7 – Расчет индуктивностей СРД а) по продольной оси б) по поперечной оси

Последующие расчеты в данной главе проводятся для модели, описывающей образец синхронной реактивной машины, рассматриваемый также в экспериментальной части работы. Образец изготовлен в корпусе двигателя АИМЛ71А4 с использованием статора этого двигателя. В двигателе используется четырехполюсная двухслойная обмотка с укороченным шагом.

Можно заметить, что состояние магнитной системы при этих расчетах соответствует опыту с заторможенным ротором с соединением фазных обмоток в звезду и однофазным питанием этой схемы [64]. Поэтому возможно прямое сопоставление расчета с опытом. На (Рисунок 3.8) показано такое сопоставление результатов эксперимента и расчета.

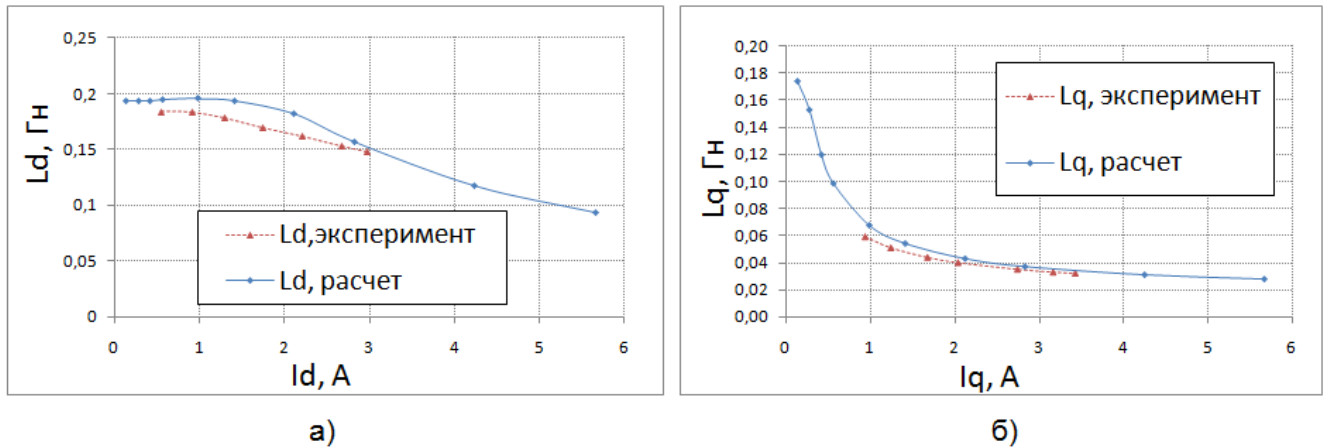


Рисунок 3.8 – Рассчитанные и измеренные величины индуктивностей СРД а) по продольной оси б) по поперечной оси

По результатам сопоставления можно сделать вывод об удовлетворительном соответствии экспериментальных данных и расчетов по представленной модели. Некоторое различие индуктивностей в области средних токов можно объяснить отклонениями размеров при изготовлении ротора опытного образца и различием в реальных и расчетных свойствах стали. Отметим, что характер изменения продольной индуктивности (Рисунок 3.8а) практически соответствует индуктивности машины с «круглым» ротором. Меньшая величина индуктивности, в сравнение с данными (Таблица 3.2), связана, прежде всего, со значительно меньшим числом N витков в пазу для образца СРД, в сравнение с двигателем АИМЛ71А4, что обусловлено, пересчетом обмотки на частоту питания 100 Гц для работы четырехполюсного двигателя со скоростью 3000 об/мин в целевом приложении.

Зависимость величины L_q от тока имеет другой характер (Рисунок 3.8б), что обусловлено спецификой магнитного пути потока по оси q . При слабом насыщении внешний контур ротора мало насыщен (Рисунок 3.7б), проводимость ротора велика и величина поперечной индуктивности мало отличается от продольной. По мере увеличения тока внешний стальной контур ротора насыщается. Величина L_q при этом снижается в несколько раз. Можно отметить, что согласно, как расчету, так и опытным данным, рассматриваемый образец имеет в рабочем режиме ($I_d \approx 2$ А, $I_q \approx 3$ А) соотношение индуктивностей L_d/L_q около 5, что типично для энергоэффективных машин такого типа [48]. При этом, как показывают расчеты, величина L_d , в сравнение с «круглым» ротором, практически не уменьшается.

Как уже было показано выше, токи, напряжения, потокосцепления по синхронным осям могут быть вычислены проецированием на эти оси фазных величин [57]. Например, потокосцепления по осям d и q могут быть определены согласно выражениям:

$$\begin{aligned}\lambda_d &= \frac{2}{3} \cdot \left[\lambda_a \cdot \cos \phi_r + \lambda_b \cdot \cos \left(\phi_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \lambda_c \cdot \cos \left(\phi_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right]; \\ \lambda_q &= \frac{2}{3} \cdot \left[\lambda_a \cdot \sin \phi_r + \lambda_b \cdot \sin \left(\phi_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \lambda_c \cdot \sin \left(\phi_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right].\end{aligned}\quad (3.27)$$

При расчете рабочего режима СРД величины токов i_d и i_q обычно являются начальным условием. Для их задания при определенной позиции ротора нужно применить обратное координатное преобразование:

$$\begin{aligned}i_\alpha &= i_d \cdot \cos \phi_r - i_q \cdot \sin \phi_r; \\ i_\beta &= i_d \cdot \sin \phi_r + i_q \cdot \cos \phi_r; \\ i_a &= i_\alpha; \\ i_b &= -0,5 \cdot i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta; \\ i_c &= -0,5 \cdot i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta.\end{aligned}\quad (3.28)$$

На основании рассчитанных проекций векторов тока и потокосцепления на оси (d,q) индуктивности L_d и L_q могут быть рассчитаны для произвольной позиции ротора и величины угла γ . Это может быть использовано для расчета момента и параметров схемы замещения двигателя в нагрузочных режимах, с учетом перекрестного насыщения. При неизменной величине токов статора в неподвижной системе координат, соответствующих определенной амплитуде фазного тока, различную величину угла γ можно моделировать путем поворота ротора относительно статора. При этом в неподвижной системе координат (a,b,c) направление и величина вектора МДС статора будет оставаться неизменными, а положение оси d будет изменяться. Рассчитаем функции момента, действующего на ротор, в зависимости от величины γ при определенной, неизменной амплитуде тока статора. Рисунок 3.9 показывает такие зависимости для амплитуды тока от 1,44 до 6 А.

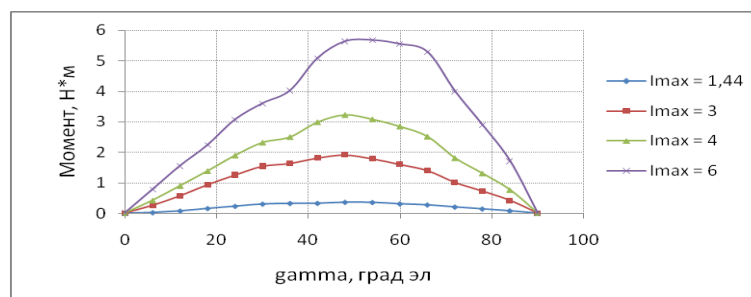


Рисунок 3.9 – Зависимости величины момента двигателя от γ при различных величинах тока статора

Можно сделать вывод, что при амплитуде тока около 4-6 А, соответствующей диапазону рабочих режимов, оптимальный по величине развиваемого момента на единицу тока угол тока будет находиться в диапазоне $50^\circ < \gamma < 60^\circ$, что не соответствует случаю $I_d = I_q$, к которому приводит уравнение (3.25), при постоянных значениях L_d и L_q . Этот эффект можно объяснить увеличением L_d при уменьшении тока по продольной оси (Рисунок 3.8а). Кроме того, при увеличении тока I_q несколько уменьшается индуктивность L_q (Рисунок 3.8б).

3.4. Расчет характеристик рабочего режима СРД с помощью полевой модели

Рассматриваются рабочие характеристики СРД при работе с постоянной амплитудой тока и величиной угла γ ($\text{tg}(\gamma) = I_q/I_d$). Таким образом, величина как продольного, так и поперечного потокоцеплений меняется от режима к режиму. Как и в предыдущих случаях при оценке параметров рабочего режима расчет ведется на полюс (Рисунок 3.10). Из опытных данных было установлено, что максимальный КПД двигателя при номинальной нагрузке достигается при величине $\gamma = 60^\circ$, несмотря на то, что минимум тока при номинальном моменте достигается при $\gamma = 53^\circ$. То, что режим с минимумом тока не соответствует режиму с максимальным КПД можно объяснить влиянием магнитных потерь. По вышеназванной причине, с целью возможности сопоставления с экспериментальными данными ниже представлен расчет для случая $\gamma = 60^\circ$.



Рисунок 3.10 – Расчет двигателя в режиме $\gamma = 60^\circ$, $I = 4$ А (rms)

Для корректного учета явлений связанных с зубчатостью статора расчет проводится для ряда различных позиций ротора относительно статора. В представленной модели это достигается перестроением геометрии на каждом расчетном шаге [69]. Реализация автоматического алгоритма расчета ряда магнитостатических задач осуществляется с помощью инструментов библиотеки «OctaveFEMM», входящей в состав FEMM. Посредством этой библиотеки возможно управлять последовательностью расчетов в программе FEMM с помощью программы, написанной в среде Matlab [66].

Равномерный шаг расчета в пределах полюсного деления обеспечивается следующим образом. В исходной геометрической модели ось d , совпадающая с искусственной границей расчетной области ротора, повернута относительно оси a (совпадающей с искусственной границей расчетной области для статора) на некоторый известный угол. При этом дуга, соединяющая расчетные области статора и ротора по середине воздушного зазора, отсутствует. При расчете при заданном угле поворота ротора по отношению к статору вычисляется необходимый угол поворота для данного шага между необходимой позицией ротора и позицией заданной в исходном файле геометрии. После поворота ротора дорабатываются необходимые для объединения областей ротора и статора дуги в воздушном зазоре. Расчет на один полюс, таким образом, может проводиться в пределах поворота оси d относительно оси A в диапазоне $\varphi_r \in [0, 180)$ электрических градусов. С учетом симметрии двух электрических полупериодов, этого диапазона достаточно в большинстве случаев.

По данной модели может осуществляться расчет как пульсаций момента в рабочем режиме ("torque ripple"), так и характеристики $T = f(\gamma)$ при некоторой амплитуде тока. В первом случае ток машины задается по уравнениям (3.28). Во втором случае – по уравнениям (3.8).

Подобно тому как для расчета момента АД в определенном режиме исходными данными являются амплитуда тока статора и скольжение [67], для СРД, в соответствие с формулой (3.25), такими параметрами являются амплитуда тока статора и величина угла γ . Таблица 3.3 показывает результаты расчетов для ряда нагрузочных режимов. Также в таблице приведены для сопоставления данные по одному из экспериментальных режимов. Примеры графиков мгновенных значений момента в зависимости от угла поворота ротора приведены на (Рисунок 3.11).

Таблица 3.3 – Результаты расчета параметров рабочих режимов СРД

I фазн. (RMS), А	γ , град. эл.	i_d , А	i_q , А	L_d , Гн	L_q , Гн	T , Н*м (тензор напряжен ий)	T' , Н*м (по "Ld- Lq")	Количество расчетных точек на один полюс
2,456	55	1,992	2,845	0,1691	0,0357	2,273	2,268	1
1	55	0,811	1,158	0,1832	0,0635	0,3393	0,337	1
2,456	35	2,845	1,992	0,1556	0,0363	1,9755	2,028	1
2,456	35	2,845	1,992	0,156	0,0363	2,0359	2,035	30
1	35	1,158	0,811	0,1868	0,0747	0,3305	0,316	1
3,362	60	2,37	4,12	0,16	0,0298	3,73	3,83	1
Эксперимент								
3,362	60	2,37	4,12	0,154	0,0273	3,508	-	-

Можно заметить, что эффективный момент в течение электрического периода достаточно точно оценивается по результатам единственного расчета по формуле (3.25). Для корректного расчета пульсаций момента в течение периода требуется провести большее количество расчетов, с вычислением момента с помощью тензора напряжения Максвелла, в зависимости от особенностей геометрии машины [70].

При сопоставлении расчетных и экспериментальных данных для режима с величиной тока 3,362 А, можно видеть, что расчетная величина момента несколько выше. Главными причинами этого являются неучет в магнитостатическом расчете влияния токов магнитных потерь на моментную способность, согласно (2.26) и (2.27), а также неучет момента механических потерь. Кроме того расчет дает несколько завышенную величину разности L_d-L_q , что может быть связано с неточностью задания свойств материала магнитопровода.

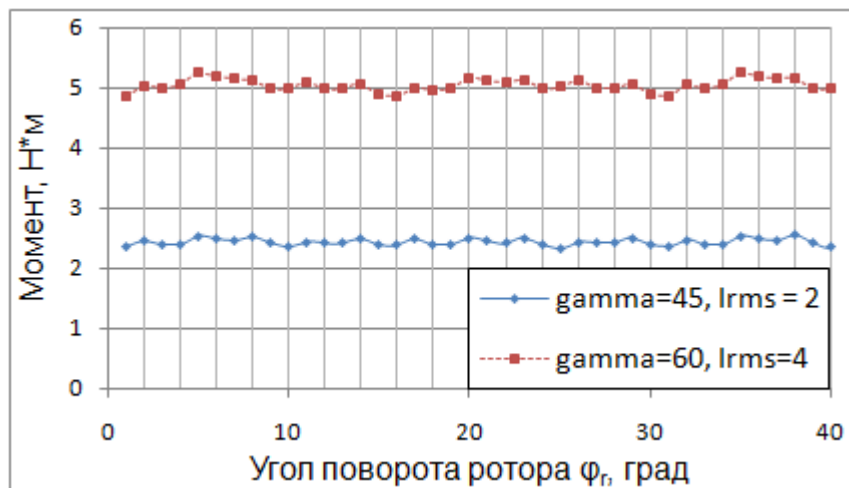


Рисунок 3.11 – Зависимости величины момента от угла поворота ротора для различных рабочих режимов

По данным (Таблица 3.3) видно, что двигатель дает максимум момента на единицу тока при оптимальном угле управления, предварительно определенном из зависимостей (Рисунок 3.9). По этой причине выгодно эксплуатировать двигатель именно при оптимальном угле управления с точки зрения минимума тока и электрических потерь в обмотке статора при заданном моменте нагрузки. Расчет величины пульсаций момента производится по формуле:

$$\Delta T = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{cp}}, \quad (3.29)$$

где T_{\max} – максимальная величина мгновенного значения момента; T_{\min} – минимальная величина мгновенного значения момента; T_{cp} – средняя величина момента за электрический период.

Рисунок 3.11 показывает, что расчетная величина пульсаций момента двигателя в рабочем режиме составляет около 10 %. Такая величина пульсаций момента в рабочем режиме является приемлемой для большинства промышленных приложений. Для приложений, требующих повышенную точность позиционирования и поддержания скорости в диапазоне низких скоростей, возможно, потребуется оптимизация конструкции для уменьшения пульсаций момента.

3.5. Оценка магнитных потерь в СРД

Корректная оценка магнитных потерь в СРД затрудняется сложной конструкцией ротора. С другой стороны, в отличие от АД, питающегося от сети, обеспечивающей на обмотках определенное напряжение, рассматриваемый СРД работает от источника, функционально являющегося источником тока. Величины фазных токов двигателя в определенный момент времени можно считать известными. Кроме того, отсутствует короткозамкнутая обмотка на роторе. Все это позволяет производить расчет изменения индукции в машине и расчет магнитных потерь посредством ряда магнитостатических расчетов. Одним из основных допущений такого подхода является пренебрежение влиянием вихревых токов магнитопроводе на распределение индукции [70].

Для начала рассмотрим расчет магнитных потерь в кольцевом магнитопроводе. Распределение индукции в кольцевой заготовке по существу однородно. Это дает основание принять допущение, что каждый микрообъем такого магнитопровода при работе будет испытывать один и тот же цикл перемагничивания В-Н. Заметим, что это допущение лежит в основе одного из стандартных методов измерения основной кривой намагничивания и магнитных потерь в материале. Кроме метода с использованием кольцевых (тороидальных) заготовок стандартами МЭК регламентированы также методы с использованием аппарата Эпштейна и метод с измерением на одном листе электротехнической стали [72].

По вышеуказанной причине в случае кольцевого магнитопровода при расчете магнитных потерь можно получить аналитическое решение, используя формулу:

$$\Delta p_{m\Sigma} = V \cdot \Delta p_{1m}, \quad (3.30)$$

где V – объем магнитного материала кольцевой заготовки; Δp_{1m} – объемные потери, рассчитанные, исходя их функции индукции в точке, расположенной на средней линии кольца.

Магнитные потери в объеме с однородным распределением индукции обычно рассчитываются с помощью некоторого функционала для зависимости изменения индукции во времени. В литературе предложено большое количество моделей для такого рода для оценки магнитных потерь [68,72,73]. При расчете характеристик электрических машин главное

требование, предъявляемое к такой модели, заключается в адекватной аппроксимации опытных данных, полученных на образцах с однородным распределением индукции при различной частоте и амплитуде индукции, в пределах необходимого диапазона. Для данного расчета примем, что величина объемных магнитных потерь при гармоническом характере индукции, когда имеется только одна частотная составляющая, вычисляется, согласно зависимости:

$$\Delta p_m = \Delta p_h + \Delta p_e = C_h \cdot f \cdot B^\beta + C_e \cdot f^2 \cdot B^2, \quad (3.31)$$

где Δp_h – составляющая потерь на гистерезис; Δp_e – составляющая потерь на вихревые токи; C_h – объемный коэффициент потерь на гистерезис, Вт/(м³·Тлⁿ·Гц); C_e – объемный коэффициент потерь на вихревые токи, Вт/(м³·Тл²·Гц²); f – частота, Гц; B – амплитуда индукции.

Иногда выделяют также составляющую добавочных потерь («excess losses») в стали, которые пропорциональны произведению $f^{1.5} \cdot B^{1.5}$. Однако часто при разделении потерь этим слагаемым в регрессии пренебрегают. Такой подход не означает, что эта часть потерь вообще не учитывается. Допускается лишь, что, с практической точки зрения, результаты инженерного расчета для магнитопровода, выполненного из определенного материала, не будут существенно отличаться при использовании регрессионной модели, включающей это слагаемое, и для модели, которая включает только слагаемые, описанные выражением (3.31) [73].

Для случаев, когда индукция является несинусоидальной, может применяться подход, при котором результирующие потери рассчитываются как сумма потерь, вызванных каждой отдельной гармоникой индукции [68]:

$$\Delta p_m = \sum_{n=1}^k (C_h \cdot f_n \cdot B_n^\beta + C_e \cdot f_n^2 \cdot B_n^2), \quad (3.32)$$

где n – номер гармоники; k – число учитываемых гармоник; f_n – частота n -ой гармоники; B_n – амплитуда n -ой гармоники.

Нередко в формулах, подобных (3.31), фигурирует частота в Гц, а угловая частота ω_e в рад/с. В этом случае соответствующим образом изменяется размерность коэффициентов C_h и C_e . Таблица 3.4 показывает диапазоны, в которые обычно попадают величины коэффициентов магнитных потерь, согласно анализу литературы [71].

Таблица 3.4 – Диапазоны значений объемных коэффициентов магнитных потерь [71]

Коэффициент	β	C_h , Вт/(м ³ ·Тл ⁿ ·Гц)	C_e , Вт/(м ³ ·Тл ² ·Гц ²)
Диапазон значений	1,5-2,5	276-352	0,395-2,763

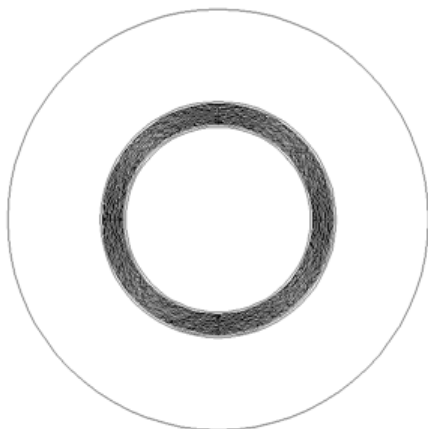
В практике эскизного проектирования часто используется расчет коэффициентов C_h и C_e по паспортным данным стали. При этом C_e рассчитывается, исходя из известного аналитического выражения [74]:

$$C_e = \frac{\pi^2 \cdot d^2}{6 \cdot \rho}, \quad (3.33)$$

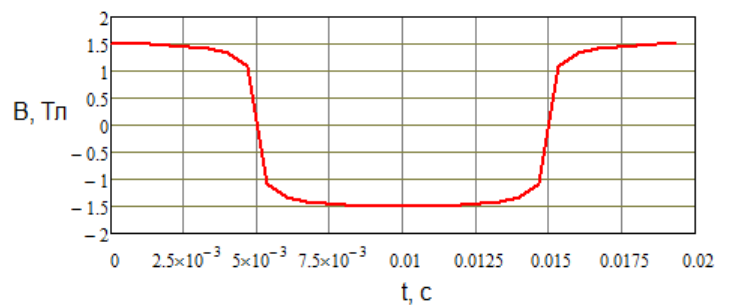
где d - толщина листа стали; ρ – удельное электрическое сопротивление стали.

Далее в предположение, что $\beta = 2$, коэффициент C_h рассчитывается из выражения (3.31) при известной величине потерь в стали, при индукции и частоте, для которых имеются паспортные данные.

Исходя из этого принципа, для Ст 2212 [75] получаем следующие значения объемных коэффициентов потерь, которые примем для расчета: $C_h = 262,198$; $C_e = 1,645$, $\beta = 2$. Примем, что на кольцо намотана катушка в равномерном шаге вдоль всего внешнего диаметра с числом витков $N = 84$ (Рисунок 3.12а). Размеры рассматриваемого кольца $55 \times 45 \times 5$ мм. Задана основная кривая намагничивания Ст 2412. По катушке протекает синусоидальный ток с амплитудой 5 А и частотой 50 Гц. Рассчитанная функция индукции в точке на средней линии кольца показана на (Рисунок 3.12б). Заметим, что данном случае сталь значительно насыщается, вследствие чего, при синусоидальной напряженности, форма индукции в кольце становится близка к трапецеидальной.



а)



б)

Рисунок 3.12 – Расчет индукции и магнитных потерь в кольцевом магнитопроводе а) Модель кольцевого магнитопровода б) Зависимость индукции на средней линии кольца от времени

При конечно-элементном расчете магнитных потерь необходимо выбрать микрообъемы (при плоском расчете – соответствующие им микроплощади), для которых на каждом расчетном шаге принимается допущение об однородном распределении индукции. Обычно роль таких микрообъемов выполняют сами конечные элементы расчетной сетки [68], так как они достаточно малы. Кроме того, деление на конечные элементы производится с учетом

особенностей геометрии расчетной области: в областях, где поле будет иметь более простой характер, например в ярме статора, будут построены более крупные элементы. Хотя в пределах одного элемента треугольной сетки индукция строго говоря, не постоянна [58], обычно при автоматическом формировании сетки, используемом в программе FEMM, этим можно пренебречь. Практикуется также выделение макроэлементов с относительно равномерным распределением индукции, с целью сокращения времени расчета [70]. В пакете FEMM имеются соответствующие функции для обращения к каждому элементу и узлу сети [66]. Кроме номера, элемент также обладает такими параметрами как координаты центра тяжести и площадь (или объем). Также имеется параметр номера группы, который присваивается элементу в зависимости от номера группы области, к которой он принадлежит (можно например, отдельно выделить элементы статора и элементы ротора). Все это позволяет достаточно просто реализовать вычисление индукции и потерь в пределах объема каждого из элементов сетки и состоящих из них тел.

Величины потерь для рассматриваемого кольцевого образца (Рисунок 3.12), полученные по формуле (3.30) и с помощью полевого расчета составили: 0,186 Вт и 0,183 Вт, соответственно. Несколько меньшее значение потерь для полевого расчета можно объяснить некоторой неоднородностью индукции, величина которой имеет для этого случая тенденцию возрастать от внутреннего к внешнему радиусу кольца.

Описанный на примере простой магнитной системы способ расчета магнитных потерь при применении метода конечных элементов легко переносится на магнитные системы с более сложной геометрией. С помощью данного подхода проведем расчет магнитных потерь в номинальном нагрузочном режиме для рассматриваемого в работе образца СРД. Заметим, что в данном случае из-за необходимости поворота ротора перестроение сетки конечных элементов происходит на каждом расчетном шаге. Определение потерь при этом происходит для объемов конечных элементов выделенных на первом шаге расчета. Такой прием, позволяющий существенно упростить алгоритм расчета, не вносит существенной погрешности, при выполнении условия, что изменение величины индукции в пределах элемента пренебрежимо мало. Для вращающегося ротора при этом осуществляется пересчет координат центров тяжести выделенных микрообъемов к неподвижной системе (x, y) на каждом расчетном шаге.

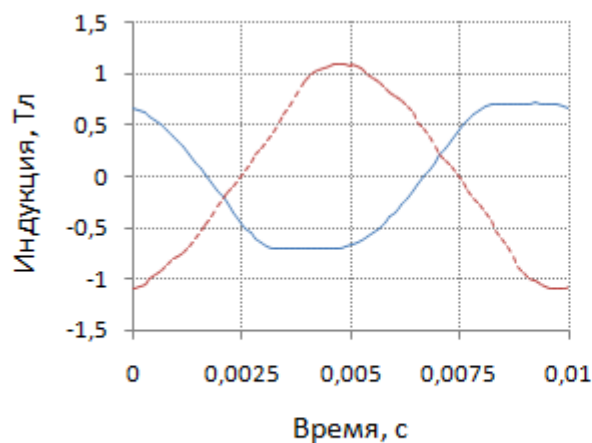
Рассмотрим результаты расчета магнитных потерь для режима с параметрами $I_{rms} = 3,362$ А ($I_m = 4,755$ А); $\gamma = 60^\circ$, $f = 100$ Гц ($n = 3000$ об/мин). Примем те же коэффициенты магнитных потерь, что и при расчете потерь в кольце (Рисунок 3.12). Расчет поворота ротора производится в диапазоне от 0 до 180 эл. градусов, с шагом 4,5 эл. градуса. При этом учитываются первые 40 гармоник индукции [68]. После вычисления зависимостей индукции в течение половины электрического периода, исходя из симметрии машины, второй

полупериод индукции принимается симметричным первому. Если конструкция машины периодична только в пределах 2-х полюсов, в расчете необходимо будет рассматривать уже два полюса машины. Блок схема алгоритма расчета магнитных потерь показана на (Рисунок 3.13).

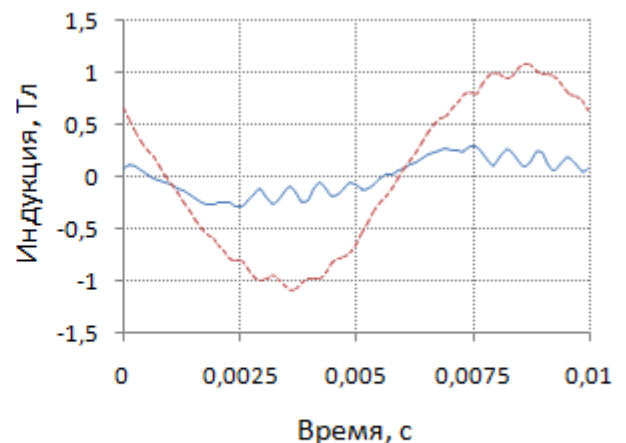


Рисунок 3.13 – Алгоритм расчета магнитных потерь в СРД

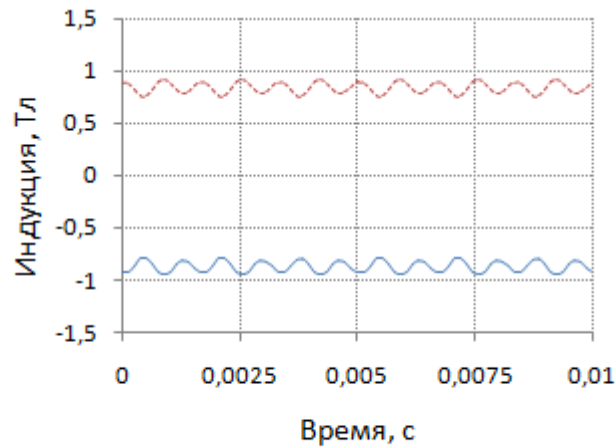
После задания начальных условий производится $k+1$ расчет магнитного поля машины. На каждом i -том шаге геометрия ротора и поворачивается на угол φ_i относительно начального положения ротора φ_0 . При этом положении ротора рассчитываются составляющие вектора индукции в каждом выделенном n -ном элементе машины. Полный угол поворота φ_k выбирается так, чтобы фазные токи на интервале $[\varphi_0, \varphi_k]$ изменились на половину электрического периода. После окончания последовательности расчетов магнитного поля по полученным выборкам рассчитываются временные зависимости изменения индукции в каждом n -ном элементе машины. Магнитные потери в каждом элементе рассчитываются по формуле (3.32). Общие магнитные потери находятся как сумма потерь в каждом из элементов.



а)



б)



в)

Рисунок 3.14 – Рассчитанные функции составляющих индукции B_x (сплошная линия) и B_y (пунктирная линия) в различных точках машины а) в ярме статора б) в зубце статора, вблизи зазора в) в роторе

На (Рисунок 3.14) показаны рассчитанные функции составляющих вектора индукции (B_x и B_y) в рассматриваемом режиме в различных точках магнитной системы в зависимости от времени. Из (Рисунок 3.14а) видно, что индукция в ярме не имеет явно выраженных высокочастотных составляющих. В то же время индукция в зубцах, вблизи зазора значительно искажена составляющей, периодичность которой зависит от числа зубцов статора и ротора машины (Рисунок 3.14б). Величины составляющих индукции в роторе, мало изменяясь во времени, пульсируют около некоторого постоянного значения. Характер изменения индукции в роторе (Рисунок 3.14в) позволяет сделать вывод, что основной причиной магнитных потерь в роторе являются зубцовые пульсации поля в зазоре.

Таблица 3.5 показывает результаты расчета величины магнитных потерь в рассматриваемом рабочем режиме. Также для сопоставления дана величина экспериментально оцененных магнитных потерь в рассматриваемом режиме. Эта величина была рассчитана по экспериментальным данным, вычитанием из общих потерь электрических и механических потерь.

Таблица 3.5 – Результаты расчета магнитных потерь в рабочем режиме

Величина	Значение
Потери в ярме статора (расчет), Вт	18,10
Потери в зубцах статора (расчет), Вт	10,76
Потери в стали ротора машины (расчет), Вт	13,2
Общие магнитные потери в двигателе (расчет), Вт	42,15
Общие магнитные потери в двигателе (эксперимент), Вт	41,14

На основании данных (Таблица 3.5) можно заключить, что наибольшую часть магнитных потерь в машине составляют потери в статоре. Однако магнитные потери в роторе также значительны, и их неучет может существенно влиять на точность оценки КПД.

3.6. Выводы по разделу 3

1. Был обоснован выбор конструкции ротора с магнитными барьерами для энергоэффективного СРД.
2. На основе анализа литературы, была определена методика проектирования и расчета рабочих характеристик СРД, обладающая достаточной точностью.
3. Был разработан набор расчетных процедур на базе сред MATLAB и FEMM, составляющих основу программы для численной оптимизации конструкции магнитной системы СРД.
4. Продемонстрирована приемлемая точность расчета параметров магнитной системы на примере расчета рассматриваемого в работе образца СРД.
5. Показана важность учета влияния магнитных потерь на величину момента, создаваемого СРД.
6. Показана важность корректного учета свойств материала магнитопровода для точного расчета параметров и рабочих характеристик СРД.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОГО СИНХРОННОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ

4.1. Стандартные методы определения потерь и КПД двигателей с питанием от ПЧ

Возрастающая потребность в энергосберегающем оборудовании ведет к необходимости более точного и тщательного исследования двигателей и систем привода. Стандарты энергоэффективности, введенные в последнее время, обозначают новые классы энергоэффективности, удовлетворить требованиям которых с использованием традиционных технологий становится все труднее. С другой стороны в той же степени увеличивается сложность создания измерительных систем, позволяющих с достаточной точностью оценивать величины КПД, соответствующие двигателям самых высоких классов энергоэффективности. Измерение потерь малой величины и высокой величины КПД неизбежно требует применения измерительных приборов все более высокой точности. В равной степени необходимы точные и надежные методы оценки погрешности измерений.

Для двигателей с прямым питанием от сети стандарты, определяющие IE классы, как и стандарты, определяющие опытные процедуры для определения потерь и КПД, в настоящее время разработаны достаточно хорошо [1,6]. В то же время соответствующие стандарты для двигателей с питанием от ПЧ, большей частью, до сих пор находятся в разработке. На момент написания работы стандарт МЭК 60034-30, определяющий границы IE классов, включает две части. В первой части (МЭК 60034-30-1) определены классы для трехфазных и однофазных двигателей переменного тока с питанием от сети. Вторая часть существует только на стадии проекта (МЭК 60034-30-2), хотя и открытого для обсуждения. В этой части определяются IE классы для двигателей переменного тока с питанием от ПЧ, как для асинхронных, так и для синхронных [7]. Заметим, что для двигателей с питанием от ПЧ нормативным является не только КПД в номинальном режиме. Для определения IE класса, согласно МЭК 60034-30-2, КПД также должен быть измерен для других, типовых для работы в регулируемом приводе, нагрузочных точек (при определенном моменте на валу T и скорости вращения n).

Методам определения потерь и КПД для двигателей с питанием от сети посвящен стандарт МЭК 60034-2-1. МЭК 60034-2-3 описывает соответствующие процедуры для двигателей с питанием от ПЧ. В стандартах на испытания описываются требования к применяемым измерительным средствам и другой испытательной аппаратуре, а также применяемые методы и последующая обработка результатов эксперимента. Также в стандартах указывается предпочтительность применения тех или иных методов в конкретных случаях.

Разрабатываются стандарты определяющие классы энергоэффективности ПЧ («complete drive modules», CDM) и привода в целом (двигатель + ПЧ, «power drive systems», PDS). Так

стандарт EN50589-2 [8] определяет границы классов энергоэффективности для CDM и PDS, а также методы испытаний для определения этих классов. Как и случае МЭК 60034-30-2 определяется несколько нагрузочных точек, в которых должен быть измерен КПД привода.

Стоит отметить, что согласно современным стандартам [1,5,7], методики измерения потерь и КПД двигателей, как синхронных так и асинхронных, необходимо, в той или иной мере, используют динамометрическое оборудование для создания нагрузки и оценки величины момента на валу машины. Методика для определения КПД частотно-регулируемых асинхронных двигателей в большой степени полагается, на измерение момента, хотя и включает в себя алгоритм коррекции динамометрических измерений, на основе проведенных ранее электрических измерений (путем исключения постоянной составляющей потерь “residual loss” из результата измерений) [5]. Такая коррекция позволяет учесть статическую ошибку динамометра, связанную со смещением нуля, либо механическими потерями в передаче на фиксированной скорости. В то же время, стандартной методики испытания синхронных двигателей с питанием от ПЧ на момент написания работы еще не было опубликовано. В проекте соответствующего стандарта [7] предлагается методика, целиком опирающаяся на измерение момента при оценке величины полезной механической мощности. «Методом входной и выходной мощности» далее будем называть метод испытания, при котором КПД и потери в двигателе P_T и КПД η вычисляются косвенно на основе величины потребляемой электрической мощности P_1 (определяется с помощью ваттметра или анализатора мощности) и отдаваемой полезной механической мощности P_2 (определяется с помощью датчиков вращающего момента и частоты вращения):

$$P_T = P_1 - P_2, \quad \eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (4.1)$$

При использовании этого метода, наибольшую погрешность в измерение КПД вносит, как правило, относительно большая ошибка измерения вращающего момента [76]. При большой величине КПД машины небольшая ошибка в определении абсолютных величин P_1 или P_2 может привести к большой относительной погрешности измерения потерь, и, следовательно, к большой погрешности определения КПД. IE класс двигателя также может быть определен неверно.

Для двигателей рассматриваемого типа, кроме метода входной и выходной мощности с прямым измерением момента, принципиально также может использоваться калориметрический метод, когда мощность потерь в машине измеряется непосредственно через создаваемый тепловой нагрев:

$$P_T = q_m \cdot c_p \cdot \Delta T, \quad (4.2)$$

где q_m – расход охлаждающей жидкости; ΔT увеличение температуры среды внутри камеры; c_p – относительная теплоемкость охлаждающей жидкости.

Имеется много различных вариантов конструкции калориметра, в зависимости от размеров и типа объекта испытания, требуемой точности и др. Отмечается, что при современном уровне техники метод входной и выходной мощности оказывается более точным при относительно низких значениях КПД (90% и ниже). При более высоких величинах КПД более точным в оценке потерь и КПД оказывается калориметрический метод [77]. Заметим, что как показано в [77], при приближении КПД двигателя к 100 % погрешность метода входной и выходной мощности будет стремиться к бесконечности, вне зависимости от абсолютной величины измеряемых потерь. Недостатками калориметрического метода являются дороговизна требуемого оборудования, даже в сравнение с методом входной и выходной мощности, необходимость создания специальной тепловой камеры, еще большая сложность и длительность испытания. В связи с этим калориметрический метод может рассматриваться, в основном, как вспомогательный, и не подходит для массового применения, даже несмотря на потенциально большую точность определения потерь [76].

Относительно группы методов, предусматривающих сложение отдельных составляющих потерь без измерения механической мощности [1], нужно отметить, что данный момент для двигателей рассматриваемого типа таких общепринятых стандартных методов не разработано. В любом случае при применении таких методов, помимо инструментальных и стохастических погрешностей, всегда присутствует значительная методологическая погрешность, в частности погрешность определения «добавочных потерь». Это затрудняет оценку результирующей погрешности измерения КПД и сопоставление энергетических характеристик двигателей, испытанных в различных лабораториях, а также двигателей различных типов (например, АД и СРД) [86,87]. Хотя в работе далее рассматривается попытка оценки КПД СРД путем сложения отдельных составляющих потерь, измеренных без применения датчика момента, однако там же обсуждаются источники методологических погрешностей, возникающих при таком подходе. Очевидно, что такой метод претендует, скорее, на роль вспомогательного, предназначенного для оценки отдельных составляющих потерь опытного образца в ходе опытно-конструкторских работ (ОКР), либо в качестве проверки на наличие грубых ошибок в измерениях.

На момент написания работы стандартные методы определения КПД, подходящие для двигателей с питанием от ПЧ, были описаны только в стандарте МЭК 60034-2-3 [5]. Согласно проекту [7], для синхронных двигателей могут быть применены метод входной и выходной мощности (IEC 60034-2-3, Edition 1.0, Method 2-3-C) и калориметрический метод (IEC 60034-2-

3, Edition 1.0, Method 2-3-D). Возможно, иные, достаточно надежные методы определения потерь, не требующие применения датчика момента, либо калориметра, для машин рассматриваемого типа будут разработаны в будущем. Ввиду указанных недостатков калориметрического метода в работе в качестве основного метода измерения КПД двигателей использовался метод входной и выходной мощности.

4.2. Стандарты и устройства для измерения вращающего момента

Строго говоря, кроме прямого измерения скорости и момента, существуют и иные методы для оценки механической мощности на валу машины, например метод тарированного генератора. Однако однозначных оценок точности данного метода современные стандарты не предоставляют [1]. В стандарте на испытания машин с питанием от ПЧ метод не упоминается [7]. В любом случае, достаточно точная тарировка машины постоянного тока в широком диапазоне нагрузочных режимов представляется достаточно трудной и затратной по времени задачей. В этом случае также возникают сложности с оценкой погрешности измерений. Недостатки методов с оценкой отдельных составляющих потерь в двигателе, без измерения механической мощности, уже были указаны выше. Метод испытания с двухмашинным агрегатом (две идентичные машины) не рассматривается по причине наличия опытных образцов в единственном экземпляре. Вместе с тем, применение стандартных поверенных измерителей момента, выглядит подходящим решением для испытаний двигателей, как при единичном, так и при серийном производстве. Рассмотрим далее устройства, которые могут применяться для измерения вращающего момента в ходе испытаний ЭМ. К настоящему времени разработано достаточно большое количество различных по конструкции устройств для измерения и регистрации вращающего момента на валу элемента механической передачи [78]. По принципу действия можно выделить два типа датчиков, которые являются наиболее применяемыми, точными и удобными в использовании: балансирующие динамометры и вращающиеся тензометрические измерители (Рисунок 4.1) [78,79,80].

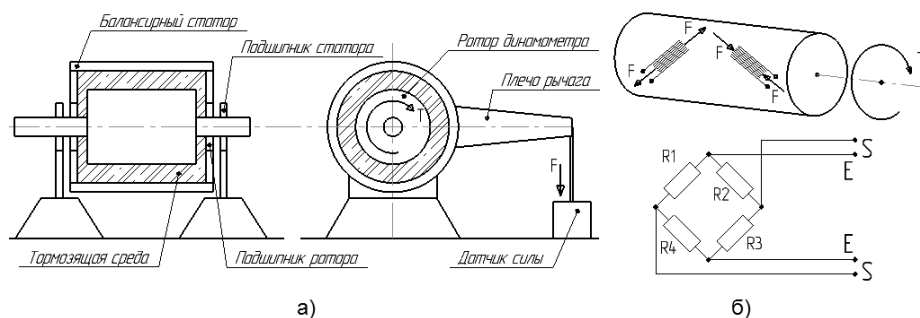


Рисунок 4.1 - Два основных вида измерителей момента; а) балансирующий динамометр
 б) вращающийся тензометрический датчик

Устройства первого типа требуют применения механического или тензометрического датчика силы, который измеряет силу реакции опоры, удерживающую от поворота балансирный статор тормозящего устройства (Рисунок 4.1а). Момент, действующий на балансирный статор, равен моменту действующему на ротор динамометра, вследствие наличия между ротором и статором вязкой тормозящей среды (металлический порошок, вязкая жидкость, магнитное поле). Устройство второго типа имеет легко скручиваемый торсионный вал, на котором закрепляются тензометрические элементы, того или иного принципа действия. Обычно применяется 4 резистивных тензодатчика, включенных по мостовой схеме (Рисунок 4.1б). На выходе такого измерительного моста, питаемого внешним источником (зажимы «Е»), возникает сигнал пропорциональный скручивающему моменту (зажимы «S») (Рисунок 4.1б).

Во многих странах в настоящее время существует ряд стандартов, оговаривающих методику измерения вращающегося момента, применяемые средства измерений методику калибровки. Так в США действуют стандарт DIN 51309 и директива ЕА-10/14. В России с 01.01.2013 действует ГОСТ Р 8.752-2011 [81]. Особенностью этих стандартов является то, что калибровка средств измерения, в том числе и вращающихся, оговаривается лишь в статическом режиме, без вращения вала. Несмотря на значительное влияние процессов вращения на характер функции момента, формируемого в передаче, и на работу датчика момента как элемента этой передачи, в настоящее время общепринятых методик калибровки датчиков момента при вращающемся вале не принято. Имеются исследования возможности такой калибровки для датчиков, по месту установки [80].

В то же время имеющиеся экспериментальные исследования конкретных случаев применения вращающихся датчиков показывают достаточно точное совпадение измеренной эффективной (средней) составляющей момента для балансирных динамометров и вращающихся датчиков. Рисунок 4.2 показывает пример такого сопоставления при скорости вращения вала 2000 об/мин, при испытании АД [80].

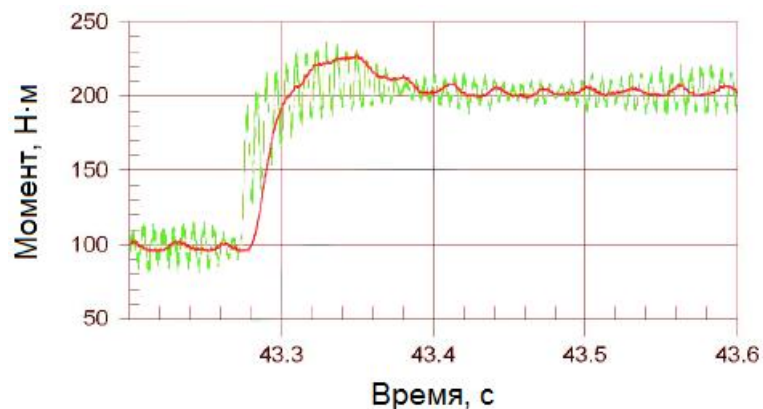


Рисунок 4.2 - Сравнение показаний датчика балансирующего динамометра (сплошной) и вращающегося тензометрического датчика момента (пунктирный) [80]

Как сказано выше, в настоящее время стандарты МЭК и ГОСТ предусматривают только статическую калибровку датчиков момента [81,82], при нулевой скорости вращения вала. Это значит, что изменение показаний датчика при увеличении скорости вращения, которое свойственно датчиком тензометрического типа, необходимо, попадает в систематическую погрешность, и также должно быть учтено при расчете полной погрешности датчика. Также при расчете полной погрешности учитывают изменение нулевого уровня и коэффициента усиления датчика при изменении температуры окружающей среды, в пределах рабочего диапазона.

Далее опишем особенности статической калибровки тензометрических датчиков момента. Процедура статической калибровки датчика момента требует специальных приспособлений, изготовленных с учетом конструкции датчика, и набора поверенных гирь с подходящими величинами массы. Калибровка должна осуществляться по стандартной программе, включающей несколько статических циклов нагружения. При статической калибровке рекомендуется нагружение по крайней мере в 5-ти равноудаленных точках в диапазоне от 20 до 100% номинального момента. Для получения калибровочного коэффициента по результатам отдельных замеров должна быть построена линейная регрессия. Результаты отдельных серий экспериментов обрабатываются с применением методов статистики для получения необходимых метрологических характеристик датчика [82].

На (Рисунок 4.3) для примера показаны различные этапы статической калибровки датчика TRB-10K, 10 кгс*м (производитель Dacell).

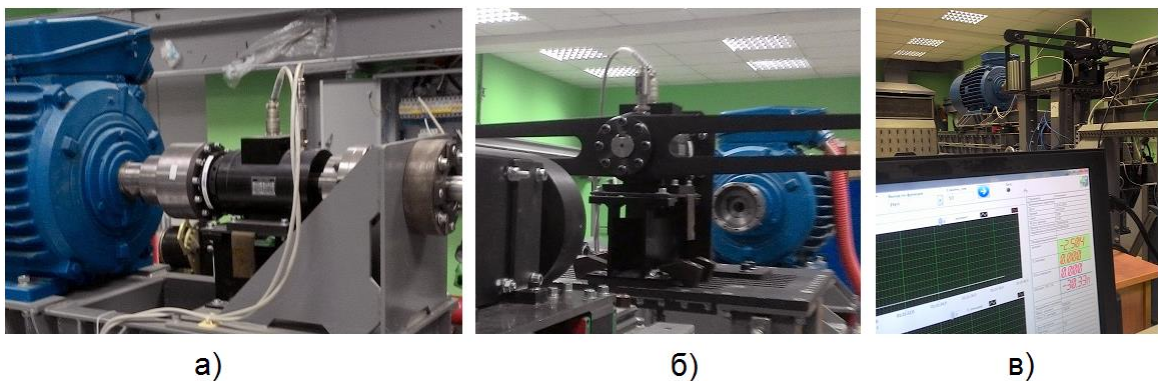


Рисунок 4.3 – Калибровка тензометрического датчика момента а) датчик по месту установки б) установка датчика на нагружающем приспособлении в) калибровка датчика с помощью поверенных гирь

Поскольку в случае калибровки датчика TRB-10K не имеется возможности установить стопорящий узел по месту установки (Рисунок 4.3а), датчик закрепляется на специальной площадке, где стопорящее устройство и нагружающее плечо присоединяются непосредственно к выходным валам датчика (Рисунок 4.3б). Величина плеча считается равной расстоянию от оси

вращения вала датчика до точки подвеса груза. Второй конец вала фиксируется с помощью шпонки и стопорящего фланца. Прямое присоединение этих приспособлений позволяет исключить люфт вала датчика. Люфт передачи, который может возникнуть из-за недостаточной точности изготовления стопорящего устройства, наличия в передаче гибких муфт и пр., мешает статической калибровке: фактическая длина плеча может изменяться в зависимости от приложенного груза. По этой причине необходимо проектировать устройство калибровки так, чтобы прогиб плеча и люфт передачи в диапазоне прикладываемых моментов были пренебрежимо малы.

Отметим что из-за статического трения, которое присутствует в передаче калибровочного устройства, в некотором относительно малом диапазоне моментов датчик во время калибровки становится невосприимчив к приложенному моменту. Из-за этого устройство калибровки должно быть спроектировано так, чтобы статическое трение заметно не влияло на вращение вала установки, по крайней мере, в диапазоне от 50 % от номинального момента датчика и выше. Иными словами, все элементы конструкции калибровочного устройства, включая плечо и элементы передачи, должны быть отмасштабированы в соответствие с конструкцией датчика. Возможна также статическая калибровка по месту установки датчика, но в этом случае сложнее исключить описанные выше факторы, снижающие точность калибровки.

4.3. Погрешности метода входной и выходной мощности

При экспериментальном определении класса энергоэффективности двигателя важным вопросом является оценка величины погрешности измерения КПД. Стандарты на измерение КПД двигателей [1,5] в настоящее время не регламентируют результирующую величину погрешности измерительной установки. Нормируется только класс точности используемых датчиков без указания ограничений по номиналу, что явно недостаточно для того, чтобы гарантировать достоверное определение IE класса в каждом конкретном случае. В литературе также отмечается, что оценка результирующей погрешности измерения КПД и потерь необходима для возможности корректного сравнения результатов измерений, сделанных на разных установках, либо различными методами [76,77,85].

Оценим, с точки зрения влияния на правильность определения IE-класса машины, погрешность измерения КПД и потерь в двигателе, которая может быть достигнута при применении метода входной и выходной мощности, с помощью средств измерения, удовлетворяющих [5].

Отметим, что в англоязычной литературе проводится четкое разделение понятий «measurement error» и «measurement uncertainty». В русскоязычной литературе такое разделение

проводится не всегда; оба понятия обычно обозначаются как «погрешность». Далее в работе «погрешность» используется именно в значении «measurement uncertainty». Под погрешностью понимают возможное отклонение измеренного значения от истинного значения измеряемой величины, выраженное количественно [77,84]. В силу несовершенства измерительной техники и иных факторов, например изменения измеряемой величины во времени, всегда существует возможность такого отклонения в определенном диапазоне. Выделяют абсолютные (обозначим как « Δ ») и относительные погрешности (обозначим как « ϵ »).

По причине возникновения выделяют случайные (стохастические) и систематические (прежде всего, инструментальные и методологические) погрешности, также называемые в зарубежной литературе погрешностями А и В типа, соответственно [77,84]. Величина погрешности А-типа может быть оценена путем статистической обработки большого количества повторяющихся опытов. При измерении КПД двигателя методом входной и выходной мощности имеется возможность достигнуть величины погрешности А-типа существенно меньшей, в сравнение с погрешностями В-типа [77]. В данной работе это было достигнуто с помощью минимизации факторов, вызывающих стохастические погрешности [77]:

- исключения колебательных режимов при испытании, путем правильной настройки динамических регуляторов двигателя и нагрузки;
- исключения неточностей установки механических узлов, влияющих на работу датчика момента (появление изгибных моментов);
- автоматизации регистрации, синхронизации записи и автоматического усреднения данных на большом периоде времени;
- минимизации помех в аналоговых измерительных каналах;
- минимизации температурных погрешностей и других мер.

Малая величина погрешности А-типа характеризуется высокой степенью повторяемости проводимых измерений (соответствует понятиям «precision», «repeatability» в англоязычной литературе), которая была достигнута для измерительной установки, рассматриваемой в работе. Результирующая погрешность измерения обычно рассчитывается как [77,85]:

$$\Delta_{\Sigma} = \sqrt{\Delta_{A\Sigma}^2 + \Delta_{B\Sigma}^2}, \quad (4.3)$$

где Δ_{Σ} – общая погрешность измерений; $\Delta_{A\Sigma}$ – результирующая стохастическая погрешность; $\Delta_{B\Sigma}$ – результирующая систематическая погрешность.

На основании (4.3), при условии, что величина $\Delta_{A\Sigma}$ в несколько раз меньше величины $\Delta_{B\Sigma}$, при расчете Δ_{Σ} можно учитывать только величину $\Delta_{B\Sigma}$ [76]. При таком подходе погрешность метода входной и выходной мощности зависит только от величин

инструментальной погрешности приборов, используемых для измерения электрической и механической мощности. Погрешность каждого прибора в отдельности и общая погрешность определения потерь и КПД может быть рассчитана на основании паспортных данных применяемых приборов [76,77].

Методика расчета погрешности измерения электрической и механической мощности, а также КПД следует из общей теории метрологии и приводится в ряде литературных источников [84,85]. Методика включает учет погрешностей отдельных измерительных приборов, включенных в «измерительную цепь» определенного параметра. При этом общая погрешность рассчитывается на основе погрешностей отдельных приборов в зависимости от расчетной схемы косвенно измеряемой величины. Определим инструментальные погрешности отдельных приборов и общую погрешность измерений. В рассматриваемом случае измеряемая величина «у» измеряется не прямо, а косвенно, посредством измерения N других величин x_1, x_2, \dots, x_n :

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (4.4)$$

Абсолютная погрешность косвенных измерений в этом случае может быть определена как [76,84]:

$$\Delta_c(y) = \sqrt{\sum_i^N \left[\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \cdot (\Delta(x_i))^2 \right]}, \quad (4.5)$$

где $\Delta_c(y)$ – результирующая погрешность косвенного измерения величины у; $\Delta(x_i)$ – абсолютная погрешность величины x_i ; $\partial f / \partial x_i$ – частная производная величины x_i по функции f.

Частные производные, входящие в (4.5), называют также «коэффициентами чувствительности». Эти коэффициенты определяют, в какой степени результирующая погрешность косвенного измерения зависит от погрешности измерения определенной первичной величины. Со статистической точки зрения величина погрешности Δ_c является среднеквадратичным отклонением, характеризующая дисперсию, которая может быть применена к измеренному значению «у».

Определим, в соответствие с (4.5), погрешность измерения КПД и потерь испытуемой машины, при применении рассматриваемой лабораторной установки. Потери и КПД при испытании методом входной и выходной мощности рассчитывается, согласно (4.1). Подставив (4.1) в (4.5), найдем погрешность определения КПД как:

$$\Delta_c(\eta) = \sqrt{\left(\frac{\partial \eta}{\partial P_2}\right)^2 \cdot \Delta^2(P_2) + \left(\frac{\partial \eta}{\partial P_1}\right)^2 \cdot \Delta^2(P_1)} = \sqrt{\left(\frac{1}{P_1} \cdot \Delta(P_2)\right)^2 + \left(\frac{-P_2}{P_1} \cdot \Delta(P_1)\right)^2} \quad (4.6)$$

Аналогично, погрешность определения потерь рассчитывается как:

$$\Delta_c(P_T) = \sqrt{\Delta(P_1)^2 + \Delta(P_2)^2} \quad (4.7)$$

С использованием формулы (4.5), аналогично рассчитываются погрешности измерения P_1 и P_2 на основании паспортных погрешностей отдельных приборов. В документации на средства измерения погрешность обычно дана в виде диапазона, без информации о доверительной вероятности и других статистических параметрах. В этом случае для инструментальной погрешности обычно принимают доверительную вероятность, равную 95% [76].

Рассчитаем для рассматриваемой установки погрешность измерения потерь и КПД, согласно (4.6) и (4.7). Пусть проводится опыт измерения КПД двигателя с нагрузкой $P_2 = 750$ Вт. При этом измеренный КПД составил 0,85. Измеренная электрическая мощность, таким образом, составила $P_1 = 882,353$ Вт. Найдем погрешности измерения $\Delta(P_2)$ и $\Delta(P_1)$.

Типичная установка для измерения КПД двигателя с классом напряжения менее 1000 В с помощью метода входной и выходной мощности включает датчики для измерения электрических (токи и напряжения) и механических (момент и скорость) величин. При этом аналоговые сигналы со всех датчиков синхронно оцифровываются и поступают на один анализатор, который, посредством вычислений определяет интегральные значения выходной и входной мощности. Несинхронная запись мгновенных значений и использование в составе установки нескольких независимых цифровых анализаторов, как правило, увеличивает погрешность измерений [76].

Погрешность анализатора складывается из нескольких компонентов, зависящих, в том числе, от свойств нагрузки. Нужно учитывать, что, если анализатор электрических параметров откалиброван для определенной частоты питания и величины коэффициента мощности, погрешность может увеличиваться. Как правило, погрешность возрастает с увеличением частоты питания и уменьшением коэффициента мощности нагрузки. Даже при достаточной частотной полосе пропускания и частоте взятия выборок для АЦП, фактическая точность электроизмерительных приборов уменьшается в случае питания модулированным напряжением с высокочастотной ШИМ-составляющей. Класс точности прибора при этом может уменьшиться на несколько десятых [76,77]. При переключаемом диапазоне измерения

погрешность зависит также от выбранного диапазона измерения. Трансформаторы тока и индуктивные датчики тока вносят дополнительную погрешность [77].

Как правило, производители в документации на анализаторы указывают величины погрешности прибора при определенных параметрах измеряемых электрических сигналов. Типовая погрешность современного анализатора, при правильно выставленных диапазонах измерения, при испытании двигателя переменного тока с ШИМ питанием составляет около $\varepsilon(P_1) = 0,5 \%$.

Механическая мощность является произведением момента и скорости вращения. Строго говоря, погрешность измерения $\Delta(P_2)$ должна быть определена как [84]:

$$\Delta_c(P_2) = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \cdot \Delta(T)\right)^2 + \left(\frac{1}{n} \cdot \Delta(n)\right)^2} = \sqrt{(\varepsilon(T))^2 + (\varepsilon(n))^2} \quad (4.8)$$

где $\varepsilon(T)$ и $\varepsilon(n)$ – относительные погрешности измерения момента T и скорости вращения n .

Учитывая высокую точность современных цифровых датчиков скорости/положения, погрешность определения скорости принято считать равной ± 1 об/мин в диапазоне скоростей общепромышленных электродвигателей. Поэтому часто погрешностью измерения скорости просто пренебрегают, ввиду ее малости, в сравнение с погрешностью измерения момента. Погрешность датчика момента складывается из большого числа компонентов, которые также зависят от параметров нагрузки. Не все эти факторы учитываются номинальной погрешностью датчика (она учитывает, как правило, только результирующую погрешность линейности и гистерезиса, а также погрешность определения коэффициента усиления в статическом режиме). В частности от величины изгибающих и продольных сил действующих на датчик [77]. Для того чтобы минимизировать действие паразитных сил и моментов, искажающих результаты измерения, помимо прочего, важна точная механическая установка всех элементов и минимизация пульсаций момента машин во время испытания.

Очевидно также, что во время испытания мгновенное значение момента не должно выходить за метрологический диапазон датчика (обычно он не превышает 130-150 % от номинального момента). При превышении моментом метрологического диапазона чувствительный элемент датчика претерпевает пластические деформации. Для исправления последствий этих деформаций на точность датчика может потребоваться проведение калибровки нулевого уровня или полной повторной калибровки датчика момента. При значительном превышении моментом метрологического диапазона возможен необратимый выход датчика из строя. Поэтому для испытания двигателей с прямым пуском от сети, пусковой момент которых часто составляет более 150% от номинала необходимо применение устройства

плавного пуска. При испытании двигателей с прямым пуском в ходе рассматриваемой работы применялась контакторная система, переключающая после пуска двигатель от источника пониженного напряжения (автотрансформатор) на сетевое напряжение. Во многих случаях в паспорте датчика момента класс точности не прописан, поскольку он зависит от многих факторов приложения, где используется датчик. Однако погрешность датчика момента в конкретном случае может быть рассчитана с учетом данных конкретного приложения и паспортных данных датчика [77].

Примем, что номинальная мощность анализатора, используемого в установке, равна $P_{n1} = 1000$ Вт. Погрешность измерения $\varepsilon(P_{n1}) = 0,5$ %. Абсолютная погрешность равна $\Delta(P_{n1}) = 1000 \cdot 0,5/100 = 5$ Вт. Примем ее для всего диапазона измерений. Используется датчик момента номиналом 5 Н*м с номинальной погрешностью 0,2 %. При учете факторов, не входящих в номинальную погрешность [77], результирующая погрешность датчика составила $\varepsilon(T_n) = 0,28$ %. При измерениях на фиксированной скорости 3000 об/мин номинальная величина измеряемой механической мощности составит $P_{m2} = 1571$ Вт. Погрешностью датчика скорости пренебрежем. Тогда номинальная погрешность измерения P_m составит $\Delta(P_{n2}) = 1571 \cdot 0,28/100 = 4,399$ Вт. Примем ее для всего диапазона измерений. На основе вышеприведенных данных при испытании двигателя 750 Вт и 3000 об/мин, рассчитанная погрешность в определении КПД, согласно (4.6), составляет $\pm 0,35$ % (результат измерения КПД: $85 \pm 0,35$ %). Рассчитанная погрешность в определении потерь, согласно (4.7), составляет $\pm 6,7$ Вт (результат измерения потерь: $264,7 \pm 6,7$ Вт).

Необходимо заметить, что помимо требований к измерительному оборудованию стандарты также задают значения допускаемых отклонений КПД и потерь в машине. Эти отклонения могут возникнуть из-за изменения размеров, в пределах установленных допусков, а также свойств применяемых материалов [83]. Для машин мощностью до 150 кВт, согласно МЭК 60034-1 [83], допускается измеренный КПД машины, меньший номинального $\eta_{ном}$ на величину:

$$\Delta\eta = 0,15 \cdot (1 - \eta_{ном}). \quad (4.9)$$

При этом стандарты не регламентируют допустимую общую величину погрешности измерений, а также то, как должна рассчитываться эта величина при применении различных методов испытаний.

Для регулируемых двигателей КПД должен быть измерен в более чем одной рабочей точке, с различными моментом и скоростью вращения [7]. Величина КПД, по которой определяется IE класс, рассчитывается как сумма КПД в отдельных нагрузочных точках, с учетом весовых коэффициентов, согласно (1.1). При этом погрешность измерения во всех

нагрузочных точках, на основании величины КПД в которых двигателю присваивается IE класс, также не регламентирована. В то же время при различной фактической погрешности измерительного оборудования, применяемого при сертификации, по результатам испытаний один и тот же двигатель может соответствовать разным IE классам.

В литературе высказывается предположение, что испытания могут считаться достаточно точными, если погрешность измерения КПД на порядок меньше допустимого технологического отклонения (4.9) [76]. Таким образом, нормирование точности измерений относительно технологического отклонения может быть корректным критерием при определении необходимой точности промышленной испытательной установки. Важно заметить, что, исходя из этого критерия, нужная точность измерений возрастает при необходимости определения КПД не только в точке номинальной нагрузки, но и в ряде точек с частичной нагрузкой, согласно [7,8].

Сопоставим рассчитанную величину погрешности, согласно (4.6), с допускаемым при производстве отклонением КПД, которое, согласно (4.9), при величине КПД 85 % составит 2,3 %. Величина метрологической погрешности в случае измерений на рассматриваемой установке 0,35 %, рассчитанная выше, в разы меньше. Можно сделать вывод, что точность применяемой измерительной установки, в принципе, адекватна требованиям технологии производства, удовлетворяющей [83]. Для формального соответствия выбранному критерию (снижение погрешности измерений, в сравнение с технологической погрешностью на один порядок: в 10 раз [76]) испытательная установка может быть усовершенствована, с целью получения $\Delta_c(\eta) < 0,23$ %. К примеру, может быть использован более совершенный анализатор электрической мощности.

С другой стороны широкий диапазон допускаемой технологической погрешности, согласно [83], не вполне согласуется с довольно узкими границами IE классов, согласно [6,7]. Можно заключить, что если производитель допускает технологическое отклонение, согласно [83], то номинальная величина КПД машины, указанная на паспортной табличке, должна быть увеличена в сравнение с границей IE класса так, чтобы вычет величины (4.9), не приводил к получению КПД, не соответствующего декларируемому классу. Так, в этом случае, для утверждения IE3 класса серийной машины 750 Вт и 3 000 об/мин, ее номинальный КПД должен быть не ниже 85 %, несмотря на то, что согласно [6], для достижения данного класса достаточно 82,7 %. В данной ситуации производителям будет разумнее не допускать технологическое отклонение КПД, согласно [83], а декларировать отдельно, что технологией обеспечивается фактической КПД машине не ниже номинального. Такая практика уже наблюдается среди некоторых производителей энергоэффективных двигателей [40].

В целом, на основе анализа величин погрешностей, можно сделать вывод, что метод входной и выходной мощности, при условии применения средств измерения, соответствующих [5], и при достаточно строгом соответствии номиналов датчиков номинальным величинам двигателя, может использоваться для достаточно точного определения КПД двигателей переменного тока и определения их принадлежности ко всем, утвержденным к настоящему времени стандартами МЭК, IEC классам, включая класс IEC4 [76,77]. При появлении двигателей с ощутимо более высоким КПД (классы IEC5 и IEC6) потенциальная точность метода входной и выходной мощности для корректного разграничения IEC классов может быть уже недостаточна.

4.4. Описание лабораторной установки

В целях экспериментального сравнения рабочих и энергетических характеристик рассматриваемых двигателей был разработан испытательный стенд, описание которого дано в этом разделе. Стенд предназначен для испытания электродвигателей небольшой мощности, с номинальным моментом до 5 Н*м и скоростью вращения до 10 тыс. об/мин. Высокоскоростные способности стенда обеспечиваются выбором подходящего датчика момента и нагрузочной машины. Также выбраны подходящие муфты, обеспечены максимально короткие и простые механические связи. Конструкция механической части стенда показана на (Рисунок 4.4).

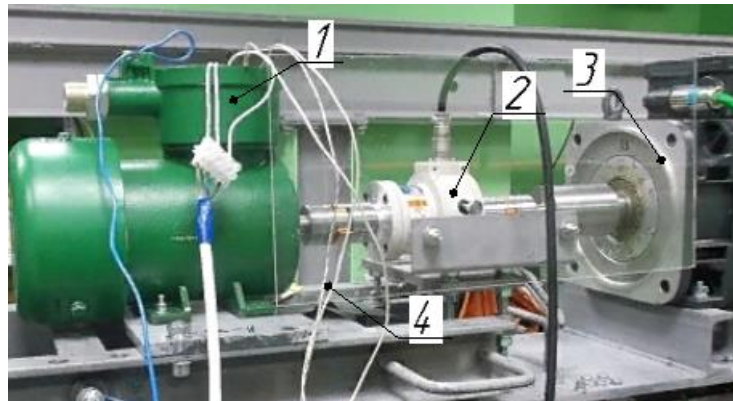


Рисунок 4.4 – Конструкция испытательной установки. 1) Испытуемая машина; 2) Датчик момента; 3) Нагрузочная/приводная машина; 4) Провод датчика температуры обмотки статора

Площадка с испытуемой машиной располагается на подъемном столе, что обеспечивает простоту центровки в вертикальном направлении. Сама машина располагается на пластине, которая, благодаря винтовым креплениям, обеспечивает возможность коррекции позиции машины по остальным координатам. Площадка с динамометром (датчик момента + нагрузочная машина) может перемещаться по направляющим в горизонтальной плоскости. Этим, помимо прочего, обеспечивается возможность быстрого отсоединения и присоединения испытуемой

машины к динамометру в процессе испытания. Структурная схема установки показана на (Рисунок 4.5).

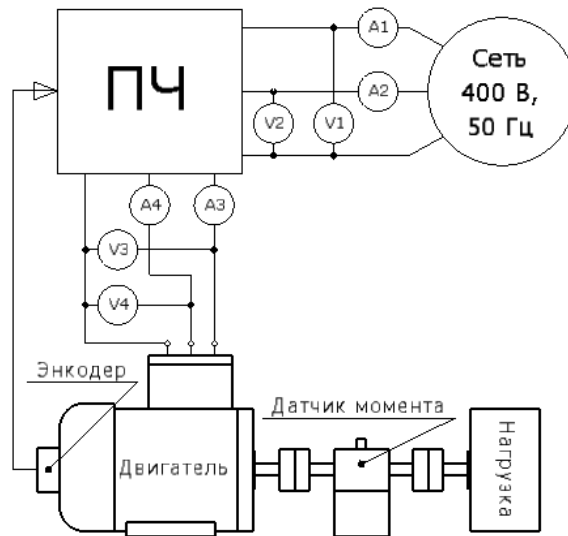


Рисунок 4.5 - Схема испытательной установки

Со стороны выходного конца вала испытуемый двигатель соединяется с валом датчика момента TP-50КСМ, 5 N·m (производитель Kyowa). Другой конец вала датчика момента соединяется с нагрузочной асинхронной машиной (двигатель Siemens 1PH8101, работающий в режиме рекуперации на сеть). Нагрузочная машина может работать как в двигательном, так и в тормозном режиме. Для измерения электрических величин используются анализатор мощности на базе датчиков тока и напряжения LEM (CV 3-1000, LA 25 NP) и АЦП QMBox20-16. Сигнал скорости вращения может быть получен в цифровом или аналоговом виде, либо от энкодера нагрузочной машины, либо от энкодера испытуемой машины.

Для корректности сравнительных испытаний для питания всех рассматриваемых двигателей использовался один и тот же промышленный векторный ПЧ «Emerson Unidrive M 701-034 00031 A». Управление АД с оптимальным КПД в широком диапазоне скоростей и моментов требует введения дополнительных обратных связей [26] и использования дорогостоящих ПЧ с дополнительными опциями. В наиболее же распространенных, относительно недорогих ПЧ используется, либо скалярное U/f управление в разомкнутом контуре, либо векторное управление при постоянстве потокосцепления ротора. Причем лучшие энергетические свойства для ЭП насосов и вентиляторов достигаются в случае скалярного управления [26]. Поэтому в ходе данной работы АД испытывался при регулировании по закону $U/f = \text{const}$. СРД испытывался при использовании векторного управления с датчиком положения. Во всех случаях была установлена несущая частота ШИМ 4 кГц. На валу СРД, со стороны вентилятора, устанавливается инкрементальный энкодер EN3-25LG8845, сигналы с которого поступают на ПЧ.

Высокая точность измерения на проводимом стенде также подтверждается высокой степенью совпадения результатов испытаний для АД с питанием от сети с помощью метода входной и выходной мощности и с помощью метода учета отдельных потерь [1,86]. При определении испытаний АД этим методом КПД рассчитывается как:

$$\eta = \frac{P_1 - P_T}{P_1} \quad (4.10)$$

где P_1 – потребляемая электрическая мощность, P_T – суммарные потери в двигателе. Величина P_T определяется, согласно (1.3).

Стандарт [1] в разделе 5.3 «Предпочтительные методы» указывает, что прямой метод дает «низкую» погрешность при условии применения приборов класса точности не ниже заданного. Погрешность же косвенного метода отдельных потерь может варьироваться от «низкой» до «высокой». При условии применения приборов достаточной точности она зависит от метода, которым определяется величина добавочных потерь P_{LL} . Наиболее точный и широко используемый вариант метода состоит в выполнении опытов холостого хода и динамометрического опыта нагрузки, по результатам которых рассчитанная величина P_{LL} корректируется с помощью регрессивного анализа на основании необходимости выполнения условия $P_{LL} = 0$ при $T = 0$ [1,88].

Рисунок 4.6 показывает величины КПД двигателя М3АА 80 В2 (IE3) с прямым пуском от сети, полученные методом входной и выходной мощности («прямой метод») и методом суммирования потерь («косвенный метод»), с определением P_{LL} способом, описанным выше. Отметим, что для испытания двигателя с прямым пуском при помощи описываемой установки, чтобы не допустить перегрузки датчика момента при запуске двигателя, используется схема плавного пуска.

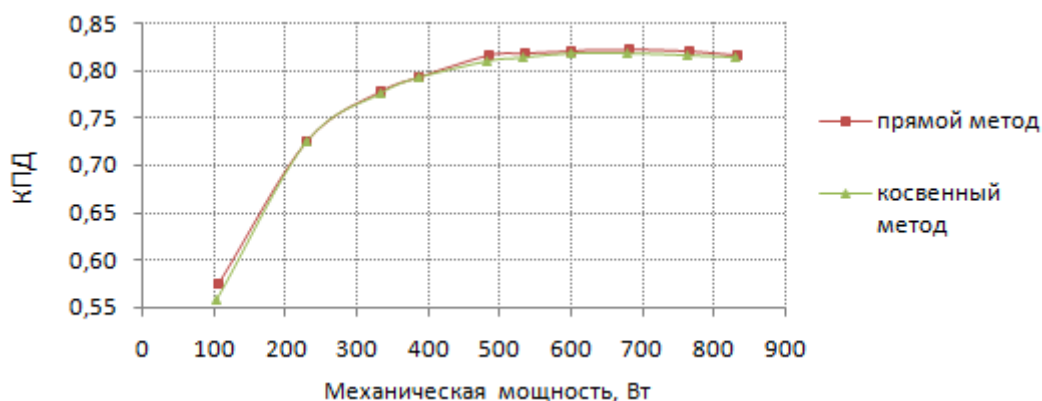


Рисунок 4.6 – КПД асинхронного двигателя М3АА 80 В2 по результатам испытаний прямым и косвенным методом

Для режима с номинальной механической мощностью разница в величине измеренного КПД составляет всего 0,2 % (Рисунок 4.6), что является допустимой погрешностью на основе критериев, приведенных выше. Данное различие можно объяснить погрешностями любого из методов, в том числе не связанными с точностью измерения момента. Величина такого порядка соответствует типичному различию результатов корректно проведенных испытаний для одного образца в различных лабораториях [76].

4.5. Разработка и изготовление опытного образца СРД

В данном разделе описаны основные аспекты разработки и изготовления опытного образца. Рассматриваемый в работе СРД изначально проектировался на номиналы 750 Вт, 3000 об/мин на базе статора асинхронного двигателя АИМЛ 71 А4, 550 Вт, 1380 об/мин (Рисунок 4.7). Двигатель АИМЛ 71 А4 имеет 24 паза на статоре и 18 пазов на роторе (Рисунок 4.8а). В двигателе применяются литая алюминиевая беличья клетка ротора. Скос пазов ротора выполнен на 5/8 зубцового деления ротора. Стоит отметить, что двигатели АИМЛ имеют взрывозащищенное исполнение, и габариты их магнитной системы, в диапазоне небольших мощностей, примерно соответствуют габаритам общепромышленных АД класса IE2. Высота оси вращения двигателя $h = 71$ мм. Привязка мощности и установочных размеров двигателя соответствует варианту 1, согласно стандарту ГОСТ Р 51689-2000 [2].



Рисунок 4.7 – Ротор и корпус экспериментального образца СРД

При изготовлении СРД статор, корпус статора, вал, система вентиляции и все остальные узлы, за исключением пакета ротора и обмотки статора не были изменены, в сравнение с конструкцией исходного АД. Пакет ротора СРД был установлен на вал вместо пакета ротора АД с беличьей клеткой. Пакет статора исходного АД изготовлен из стали марки Ст 2212, 0,5 мм ($B \geq 1,6$ Тл при $H = 2500$ А/м; удельные потери $P_{1,5/50} \leq 5,0$ Вт/кг). Пакет ротора СРД (Рисунок 4.8б) был сделан из стали марки Ст 2412, 0,5 мм ($B \geq 1,5$ Тл при $H = 2500$ А/м; удельные потери

$P_{1,5/50} \leq 3,1$ Вт/кг) [75]. Листы ротора были изготовлены путем электроэрозионного вырезания. Машины имеют одинаковую величину воздушного зазора.

Отметим, что использование для СРД того же самого статора, что и для АД означает неоптимальность конструкции СРД, которая может быть выбрана при заданном внешнем диаметре: известным фактом является что при увеличении внутреннего диаметра статора, в сравнение с АД, для СРД может быть достигнута большая величина момента [54].

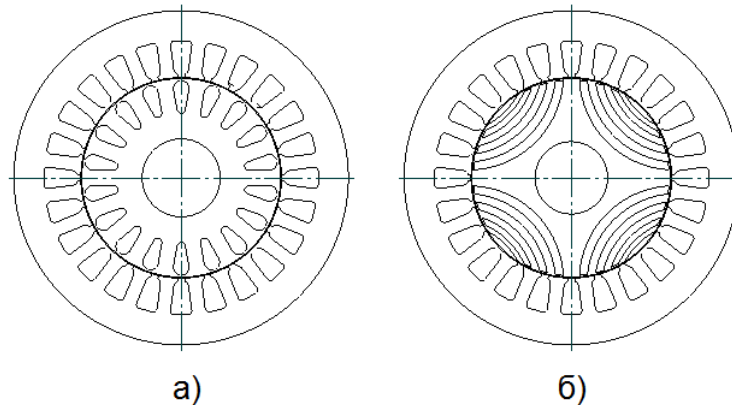


Рисунок 4.8 – Конструкция магнитной системы двигателей а) АД) б) СРД

По причинам, названным в предыдущей главе, в рассматриваемом опытном образце СРД была применена конструкция ротора с магнитными барьерами. Естественным решением при проектировании двигателя на 3000 об/мин кажется выбор числа пар полюсов машины $Z_p = 1$ с номинальной частотой питания 50 Гц. Однако практика проектирования показывает, что наибольшая величина L_d/L_q достижима для СРД с $Z_p = 2$, в сравнение со случаями $Z_p = 1$ и $Z_p = 3$ [54]. Кроме этого, повышению рабочих характеристик способствуют, уже упоминавшиеся в первой главе, другие преимущества 4-х полюсных двигателей [13]. По этим причинам рассматриваемый СРД имеет 4-х полюсную конфигурацию с номинальной частотой питания 100 Гц. Для возможности работы на этой частоте число витков обмотки на паз было уменьшено, в сравнении с исходным вариантом, а диаметр провода был увеличен так, чтобы получить тот же коэффициент заполнения паза медью. Таким образом, была обеспечена возможность увеличения плотности тока.

Конструкция ротора СРД была оптимизирована, с учетом параметров статора, с использованием процедур FEM расчета, описанных во второй главе. Оптимизация была проведена также с целью уменьшения пульсаций момента двигателя. Ротор имеет 3 магнитных барьера на полюс. Длина пакета ротора выбрана равной длине пакета статора. Конфигурация магнитных ребер, которые являются специфической деталью конструкции ротора с магнитными барьерами, имеет ключевое значение в отношении механической прочности СРД. Для обеспечения достаточной прочности ширина ребра не должна быть слишком малой.

В то же время для получения приемлемых значений коэффициента мощности и полного тока двигателя, эта ширина должна быть минимизирована, с целью минимизации величины L_d в рабочих режимах. В описываемой конструкции толщина рёбер была выбрана равной 1 мм (удвоенной толщине листа стали).

4.6. Экспериментальная оценка магнитных потерь образца СРД

Важным этапом испытания опытного образца является экспериментальное определение магнитных потерь. Магнитные потери в машинах переменного тока составляют самую значительную часть потерь, после основных электрических потерь в обмотках. Величина этих потерь значительно влияет на КПД и класс энергоэффективности машины. Для СРД, у которого отсутствуют электрические потери в роторе, магнитные потери составляют еще более значительную часть потерь, чем для АД. Требования к точности оценки магнитных потерь при проектировании в этом случае возрастают [70]. Для проверки корректности методик расчета, соответственно, требуются также точные методы измерения магнитных потерь.

Для АД величина магнитных обычно определяется в ходе опыта холостого хода при питании напряжением различной величины [1,88]. При этом та часть магнитных потерь, которая отсутствует на холостом ходу, в сравнении с нагрузочным режимом, при той же величине внутреннего напряжения (ЭДС) U_i статора по результатам испытания включается в добавочные потери. В добавочные потери попадают в основном магнитные потери ротора, вызванные увеличением скольжения при нагрузке. Возможность такого подхода обусловлена тем, что большую часть магнитных потерь в АД составляют потери статора, поэтому при нагрузке, в сравнение с холостым ходом, величина магнитных потерь увеличивается не очень значительно. Анализ магнитных потерь СРД на холостом ходу и при нагрузке позволяет применить данный вывод и для СРД.

При нагрузке, в сравнение с опытом холостого хода, при той же величине U_i , у СРД изменяется величина угла γ , что означает изменение распределения индукции в роторе. Однако при той же величине ЭДС (потокосцеплении) статора и частоте величина γ мало влияет на индукцию и магнитные потери в статоре. В то же время, как было показано выше, большую часть магнитных потерь СРД составляют магнитные потери статора. Все это дает основание к оценке магнитных потерь СРД на холостом ходу и переносе этой оценки на нагрузочные режимы.

Для рассматриваемого образца СРД был проведен опыт холостого хода при питании от преобразователя частоты. В ходе опыта двигатель работает, компенсируя собственные механические потери, с той же системой управления, которая используется в нагрузочном режиме. При этом изменение напряжения на обмотке статора достигается за счет

регулирования угла γ . В опыте регистрируется ток, напряжение и активная мощность, потребляемая СРД. По результатам опыта рассчитывается зависимость внутреннего напряжения U_i от величины суммы магнитных и механических потерь в двигателе, согласно [1,88]. Для разделения механических и магнитных потерь, как и в случае АД, может использоваться линейная регрессия:

$$y = k \cdot x + b, \quad (4.11)$$

где $y = P_{\text{const}}$ – сумма «постоянных» при определенной величине U_i (механических и магнитных) потерь в машине; $x = U_i^2$ – квадрат эффективной составляющей линейного внутреннего напряжения; $b = P_{\text{fw}}$ – величина механических потерь в машине на данной скорости вращения; $k = 1/R_c$ – величина, обратно пропорциональная сопротивлению магнитных потерь R_c . Величина R_c связана с величиной P_{fe} , в соответствие с формулой (2.28).

Используя рассчитанную из опыта холостого хода величину R_c , можно оценить величину магнитных потерь при данной частоте и при определенной величине U_i . Рисунок 4.9а показывает сравнение величин магнитных потерь, полученных различными методами для рассматриваемого образца СРД. Красная линия показывает величину потерь, оцененную с помощью опыта холостого хода, согласно (2.28). Синяя линия показывает величину остаточных («добавочных») потерь P_{Lr} , полученных из опыта нагрузки с измерением полных потерь P_T методом входной и выходной мощности:

$$P_{Lr} = P_T - P_s - P_{fw}. \quad (4.12)$$

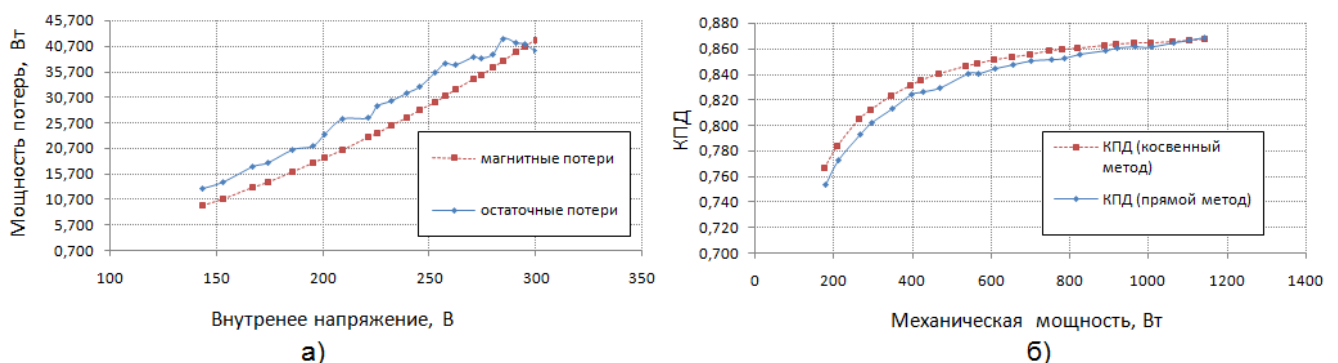


Рисунок 4.9 – а) Измеренная величина магнитных потерь СРД б) Измеренный КПД СРД

Рисунок 4.9а показывает, что величина P_{Lr} несколько больше P_{fe} в рассматриваемом диапазоне нагрузок. Величина КПД двигателя также может быть, с использованием результатов опыта х.х., оценена косвенным методом. При этом суммарные потери в машине и КПД рассчитываются как:

$$P_T = P_s + P_{fe} + P_{fw}, \quad \eta = \frac{P_1 - P_T}{P_1} \quad (4.13)$$

где P_s – электрические потери статора, которые рассчитываются для нагрузочного режима по величине тока и измеренного, с учетом измеренной температуры обмотки, активного сопротивления; магнитные P_{fe} и механические потери P_{fw} , которые рассчитываются из опыта холостого хода СРД.

Рисунок 4.9б показывает сравнение КПД СРД измеренного прямым методом, согласно (4.1), и оцененного косвенным методом, согласно (4.13). Из этих данных видно, что при нагрузке близкой к номинальной (750 Вт) и больше номинала (1100 Вт) косвенный метод позволяет достаточно точно оценить КПД машины.

Отметим, что неточности описанного косвенного метода определения КПД связаны, прежде всего, с принимаемыми допущениями (методологические погрешности). Так, например, предлагаемая процедура регрессии предполагает $R_c = \text{const}$ для любого режима работы СРД при определенной частоте питания. То, что для конкретного образца это допущение выполняется лишь приблизительно, легко проверяется в ходе эксперимента. Несмотря на это, предлагаемый косвенный метод вполне может быть использован для оценки отдельных составляющих потерь опытного образца в ходе ОКР, при отладочных испытаниях, без необходимости использования точного датчика момента (учитывая то, что установка с таким датчиком – это дорогое и относительно редкое оборудование, а сам датчик часто обладает ограниченным ресурсом работы), для измерений вне метрологического диапазона имеющихся датчиков момента, либо в качестве проверки установки на наличие грубых ошибок в измерениях.

4.7. Результаты сравнительных испытаний экспериментального образца СРД и АД в том же корпусе при работе на номиналы 750 Вт, 3000 об/мин

В данном разделе рассматриваются результаты сравнительных испытаний, разработанного образца СРД, АД, в статоре которого был изготовлен СРД, а также ряда серийных двигателей при работе на различных скоростях с различными величинами нагрузки [89]. Для этого с помощью описанной выше установки были проведены опыты нагрузки двигателей при питании от ПЧ, с измерением электрической мощности на входе и механической мощности на выходе, согласно [5].

Рассмотрим вначале полученные экспериментально характеристики образца СРД и двигателя АИМЛ71А2 (750 Вт, 3000 об/мин, производитель Сарапульский электрогенераторный завод (СЭГЗ), Россия), выполненного в том же корпусе. Длительные опыты нагрузки двигателей с номинальным моментом при различных скоростях вращения

производились, согласно [5]. Для СРД были заданы уставки по скорости 100, 75, 50 и 25 % от номинальной (3000 об/мин). Для АД задавалась уставка по частоте 100, 75, 50 и 25 % от номинальной (50 Hz). Диапазон измерения момента при каждой скорости был выбран, согласно [88].

Рисунок 4.10 показывает зависимости КПД АД и СРД от момента при различных скоростях вращения в зависимости от полезной механической мощности P_2 . Рисунок 4.11 показывает график разности в КПД СРД при различных моментах и скоростях вращения. Таблица 4.1 показывает измеренные значения КПД при номинальном моменте при различных скоростях для обоих двигателей, а также разность этих значений.

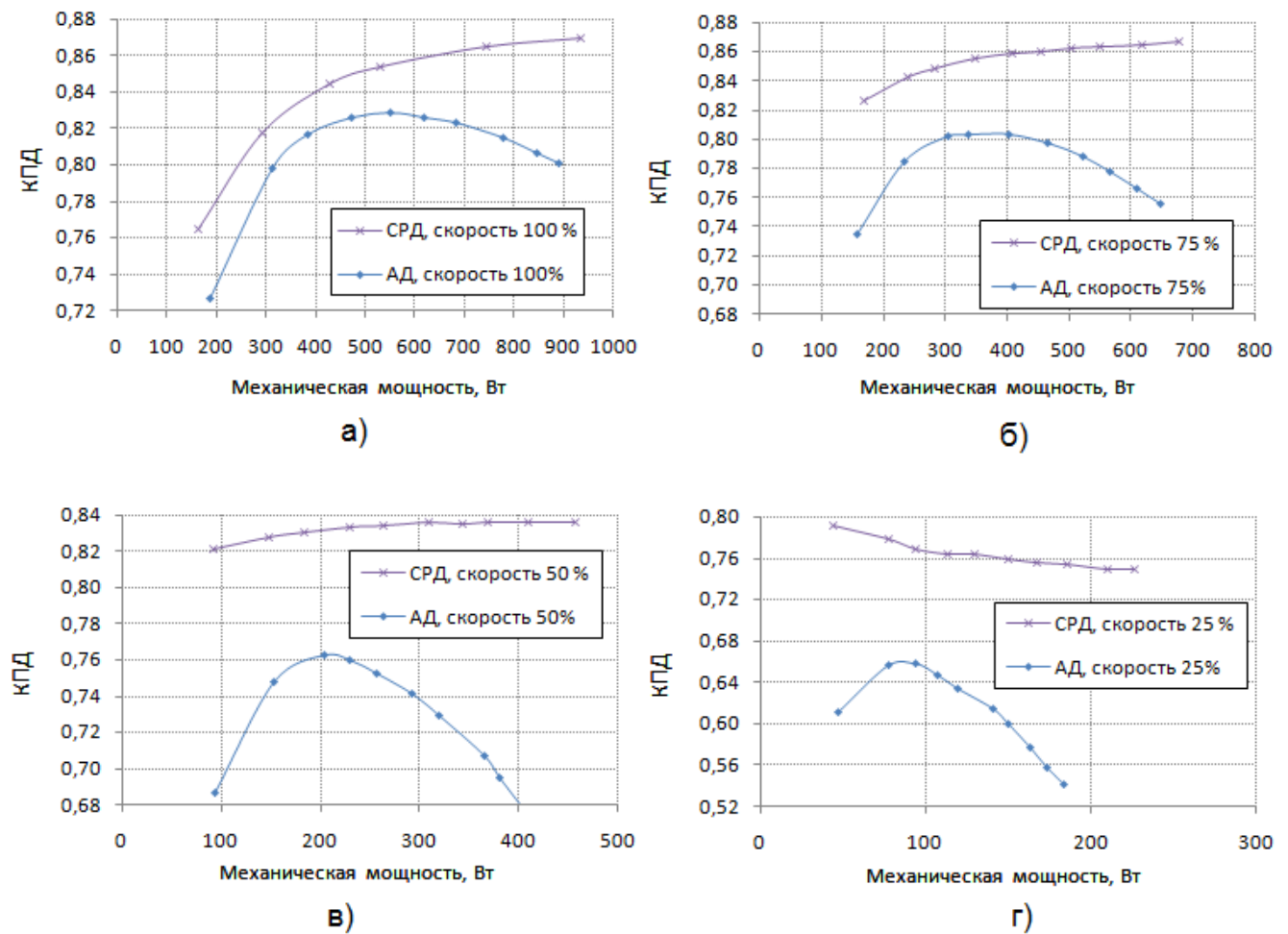


Рисунок 4.10 – Измеренный КПД АД и СРД в полезной механической мощности а) скорость 100 % б) скорость 75 % в) скорость 50 % г) скорость 25 %

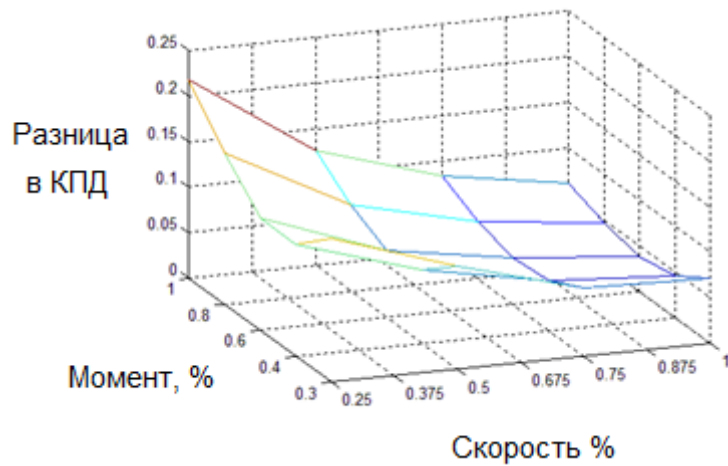


Рисунок 4.11 – Разность КПД АД и СРД в зависимости от момента и скорости вращения

Таблица 4.1 – Измеренные величины КПД двигателей 0,75 кВт, 3000 об/мин при номинальном моменте

Двигатель	Измеренный КПД при различных скоростях вращения n			
	n = 100%	n = 75%	n = 50%	n = 25%
АД (АИМЛ 71 А2)	81,6	77,9	70,9	53,4
СРД (опытный образец)	86,4	86,3	83,5	75,2
Разница	4,8	8,4	12,6	21,8

Таблица 4.2 также для справки приводит нормативные уровни КПД, согласно МЭК-60034-30-1. Уровни класса IE5 рассчитаны в предположение снижения потерь на 20 %, в сравнение с классом IE4, согласно «приложению А» в [6]. Отметим, что уровни для четырехполюсных двигателей из МЭК-60034-30-1 соответствуют также уровням, декларируемым в текущей редакции МЭК-60034-30-2 для всех двигателей, независимо от числа полюсов.

Таблица 4.2 – Спецификация IE классов энергоэффективности [6]

Номинальные параметры двигателя	КПД, необходимое для соответствия определенному IE классу, %				
	IE1	IE2	IE3	IE4	IE5
0,75 кВт, 2 полюса	72,1	77,4	80,7	83,5	86,3
1,1 кВт, 2 полюса	75,0	79,6	82,7	85,2	87,8
0,75 кВт, 4 полюса	72,1	79,6	82,5	85,7	88,2
1,1 кВт, 4 полюса	75,0	81,4	84,1	87,2	89,5

Из полученных данных видно, что КПД АД АИМЛ71А2 в номинальном режиме, согласно МЭК-60034-30-1, соответствует классу IE3, тогда как КПД СРД соответствует IE5 (если сравнивать с нормативами для «0,75 кВт, 2 полюса»). В номинальном режиме разница в КПД двигателей составляет 4,8 %. При работе на пониженной скорости величина момента и электрических потерь на единицу полезной мощности возрастает. КПД двигателей

уменьшается, при этом КПД АД – в значительно большей мере. Так при скорости 25 % от номинала разница в КПД двигателей при номинальном моменте составляет уже 21,8 %. Рисунок 4.11 демонстрирует, что со снижением скорости при том же моменте КПД АД уменьшается в значительно большей мере, чем КПД СРД.

Чтобы объяснить полученное различие в зависимостях КПД от скорости для АД и СРД рассчитаем на основе полученных данных отдельные составляющие потерь в двигателях. В суммарных потерях P_T , согласно [1], выделим следующие отдельные виды потерь:

$$P_T = P_s + P_r + P_{fw} + P_{Lr}, \quad (4.14)$$

где, P_s – электрические потери статоре, P_r – электрические потери в роторе (для АД), P_{fw} – механические и вентиляционные потери, $P_{Lr} = P_1 - P_s - P_r - P_{fw}$ – остаточные (англ. «residual loss») потери.

Рассчитаем потери P_s , P_r , P_{fw} , согласно [1]. Потери P_{fw} были получены по результатам опыта холостого хода для АД, а также по результатам динамометрического метода. С помощью обоих методов были получены близкие результаты. Для СРД P_{fw} определены по результатам динамометрического метода. Влияние магнитных потерь статора на электрические потери ротора для АД не учитывалось:

$$P_r = (P_1 - P_s) \cdot s. \quad (4.15)$$

Таблица 4.3 показывает результаты оценки составляющих потерь для АД и СРД при скорости 100% и 25% от номинальной. Рисунок 4.12 показывает те же пока в виде диаграмм.

Таблица 4.3 – Составляющие потерь для АД и СРД при различных моментах нагрузки для скорости 100 % и 25 %

	Потери АД, Вт					Потери СРД, Вт			
	P_T	P_s	P_r	P_{fw}	P_{LL}	P_T	P_s	P_{fw}	P_{Lr}
Момент	Скорость 100%								
25%	71,5	19,1	3,0	13,6	35,8	43,0	15,6	14,0	13,4
50%	87,3	29,6	10,2	13,2	34,3	63,4	29,4	14,0	20,0
75%	120,6	48,6	22,7	12,8	36,4	83,5	44,1	14,0	25,4
100%	171,4	76,9	41,2	12,4	41,0	104,1	60,0	14,0	30,1
Момент	Скорость 25%								
25%	29,5	18,2	2,5	0,4	8,4	12,0	11,6	0,4	≈ 0
50%	48,1	29,7	10,1	0,3	8,0	27,8	27,4	0,4	≈ 0
75%	83,4	50,3	23,8	0,3	9,0	44,4	44,0	0,4	≈ 0
100%	137,5	81,7	44,9	0,2	10,6	61,7	60,1	0,4	1,2

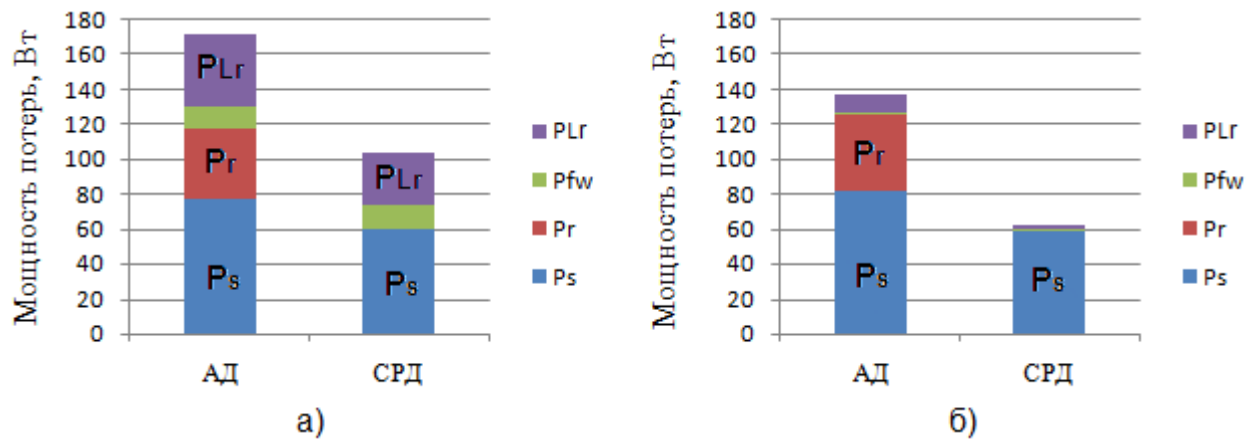


Рисунок 4.12 – Распределение отдельных составляющих потерь в АД и СРД в различных режимах работы а) момент 100%, скорость, 100%; б) момент 100 %, скорость 25%

Как видно из полученных данных во всех режимах P_s для АД больше, чем для СРД. Более высокие потери P_s для АД при меньшей величине тока статора (1,6 А для АД и 2,58 А для СРД) можно объяснить существенно большей величиной активного сопротивления 2-х полюсной обмотки, рассчитанной на напряжение 380 В/50 Гц. СРД имеет 4-х полюсную обмотку с номинальными параметрами 200 В/100 Гц. Кроме того, величина активного сопротивления АД возрастает вследствие более значительного перегрева (Таблица 4.4). Меньшую величину P_{Lr} для СРД, можно объяснить меньшими магнитными и добавочными потерями в роторе, а также меньшей амплитудой основной гармоники индукции в статоре машины, несмотря на большую частоту тока.

Главное различие потерь в рассматриваемых машинах состоит в том, что составляющая потерь в обмотке ротора P_r (24 % от P_T для номинального режима АД) в СРД полностью отсутствует. Из данных (Рисунок 4.12) видно, что при скорости 25% потери P_r мало меняются по абсолютной величине, в сравнение со скоростью 100%. Наблюдается даже некоторое общее увеличение потерь в обмотках АД, вследствие большего перегрева обмотки ротора на низкой скорости. Рассматривая выражение (4.15), можно заключить, что основной причиной того, что потери P_r не снижаются при уменьшении P_1 на меньшей скорости, является увеличение скольжения s , что неизбежно для АД при U/f регулировании. Можно сделать вывод, что основной причиной более быстрого снижения КПД АД при уменьшении скорости, в сравнение с СРД, является наличие потерь в обмотке ротора. В то время как скорость и полезная мощность уменьшаются, составляющая потерь P_r изменяется мало.

В ходе проведения экспериментов фиксировались показания 3-х термодатчиков, установленных в обмотке статора каждого из двигателей. Датчик №2 был установлен в пазовую часть обмотки. Датчики №1 и №3 были установлены в противоположные лобовые части обмотки (№ 3 ближе к вентилятору). Применялись термодатчики типа SENIES TP-01 (диапазон

до 400 °С, точность 0,75 % от диапазона $\pm 2,5$ °С). Тепловой режим считается установившимся, если скорость нагрева обмотки статора не превышает 2 К в час [1]. Таблица 4.4 показывает значения температуры обмотки статора для АД и СРД при длительной работе с номинальным моментом при скорости 100% и 25%.

Таблица 4.4 – Результаты для температуры обмотки статора

Двигатель и условия нагрузки	Датчик №1, С°	Датчик №2, С°	Датчик №3, С°
АД, 100% Т, 100% n	65	61	64
АД, 100% Т, 25% n	85	80	84
СРД, 100% Т, 100% n	45	41	44
СРД, 100% Т, 25% n	51	46	50

Двигатели имеют конструкцию с самовентиляцией, и их условия охлаждения ухудшаются на низкой скорости. Из данных (Таблица 4.4) видно, что нагрев АД при скорости 25% по сравнению с номинальной скоростью, возрос на 30 %. Нагрев СРД возрос на 13 %. Класс нагревостойкости изоляции обмотки статора обоих двигателей – “В” (максимально допустимая температура изоляции 130 °С), так что во всех режимах двигатели могут работать длительно.

Заметим, что соотношение установившейся рабочей температуры и максимально допустимой температуры (запас по около 100 %) для рассматриваемого АД и СРД, изготовленного на его базе, нетипично для общепромышленных двигателей. Наличие такого температурного запаса связано с тем, что АД серии АИМЛ был спроектирован как двигатель повышенной надежности (повышенный “сервис-фактор”). В то же время по данным, имеющимся в литературе, запас по перегреву общепромышленных двигателей часто не превышает 20 % [90]. Поэтому полученное увеличение перегрева обмотки на низкой скорости было бы недопустимым для стандартного АД. Перегрев СРД на низкой скорости, за счет отсутствия потерь в роторе, увеличивается в значительно меньшей мере. Это дает возможность увеличить допустимый диапазон регулирования скорости двигателя при сохранении номинального момента и его сервис-фактор [9].

Ввиду того, чтобы целевым приложением разработанного двигателя является регулируемый привод насоса или иного турбомеханизма, интерес представляют также величины КПД двигателя в режимах соответствующих насосной нагрузочной характеристики $T = k \cdot \omega^2$, где $k = T_{ном} / (\omega_{ном})^2$ и оценка ИЕ класса двигателя, в соответствие с МЭК-60034-30-2 (Рисунок 1.3).

Для возможности расчета номинального КПД двигателя, согласно (1.2), данные (Рисунок 4.10) были аппроксимированы полиномиальными функциями. Таблица 4.5 показывает

результаты расчета номинального КПД $\eta_{\text{ном}}$, согласно [7] для профиля квадратичной («насосной») нагрузки для рассматриваемых АД и СРД.

Таблица 4.5 – Расчет номинального КПД двигателей 750 Вт, 3000 об/мин, согласно [7]

Двигатель	$\eta_{100,100}$, %	$\eta_{50,75}$, %	$\eta_{25,50}$, %	$\eta_{\text{ном}}$, %
АД (АИМЛ 71 А2)	81,6	79,7	69,3	76,9
СРД (опытный образец)	86,4	84,8	82,2	84,5
Разница	4,8	5,1	12,9	7,6

Из сопоставления данных (Таблица 4.2, Таблица 4.5) можно заключить, что согласно стандарту для регулируемых двигателей [7] разница в номинальном КПД АД и СРД составляет 7,6 %, в отличие от 4,8 %, согласно [6]. При этом АД удовлетворяет классу IE1. СРД удовлетворяет классу IE3. Увеличение класса энергоэффективности на 2 ступени показывает безусловное преимущество СРД, в сравнение с АД, в плане энергосбережения при применении в регулируемом приводе. Различие в величине номинального КПД и в энергетической классификации двигателей, согласно [6] и [7], связано, прежде всего, с учетом величин КПД двигателей в режимах со скоростью и моментом ниже номинала, в которых двигатель регулируемого насосного привода работает большую часть времени [15,91].

Таблица 4.6 для сравнения показывает конструктивные и массогабаритные характеристики двигателя АИМЛ 71 А2 (750 Вт, 2820 об/мин, имеет тот же самый корпус и конструкцию магнитной системы статора, что и АИМЛ 71 А4, на базе которого изготовлен СРД) и разработанного СРД.

Таблица 4.6 – Конструктивные параметры двигателей

Двигатель	Масса, кг	Длина пакета статора, мм	Внешний диаметр статора, мм	Масса активных материалов (медь и электротехническая сталь), кг
АИМЛ71А2	11,6	72	120	6,23
Образец СРД	10,5	72	120	5,21

Таким образом, масса активных материалов СРД была снижена в сравнение с массой активных материалов АД на 1,02 кг при одинаковых объемах электромагнитного ядра. Нужно заметить, что двигатель АИМЛ 71 А2 и СРД, изготовленный на его базе, имеют повышенную массу корпуса, из-за взрывозащищенного исполнения двигателей АИМЛ. При изготовлении того же образца СРД в общепромышленном корпусе его масса будет снижена на 2-3 кг.

4.8. Результаты сравнительных испытаний экспериментального образца СРД и АД в том же корпусе при работе на номиналы 1100 Вт, 3000 об/мин и 550 Вт, 1500 об/мин

Далее рассмотрим экспериментальные рабочие характеристики опытного образца СРД по отношению к двум другим двигателям серии АИМЛ (производитель СЭГЗ, Россия), выполненных в том же корпусе. Рассматриваемый образец СРД обладает значительной перегрузочной способностью (более 200 %). При этом работа на повышенной мощности, в пределах всего возможного диапазона, не приводит к недопустимому нагреву обмотки статора. Поэтому данный образец может также рассматриваться как двигатель более высокой мощности, меньшего класса энергоэффективности. Из данных (Рисунок 4.13а) видно, что КПД СРД больше КПД АИМЛ 71 В2 (1100 Вт, 3000 об/мин) во всём представленном диапазоне мощности. В частности при номинальной нагрузке (1100 Вт) КПД СРД выше, чем КПД АД на 6,4% (КПД СРД равен 87,1 %, что соответствует классу IE4; КПД АД равен 81,0 %, что соответствует классу IE2, согласно [6]).

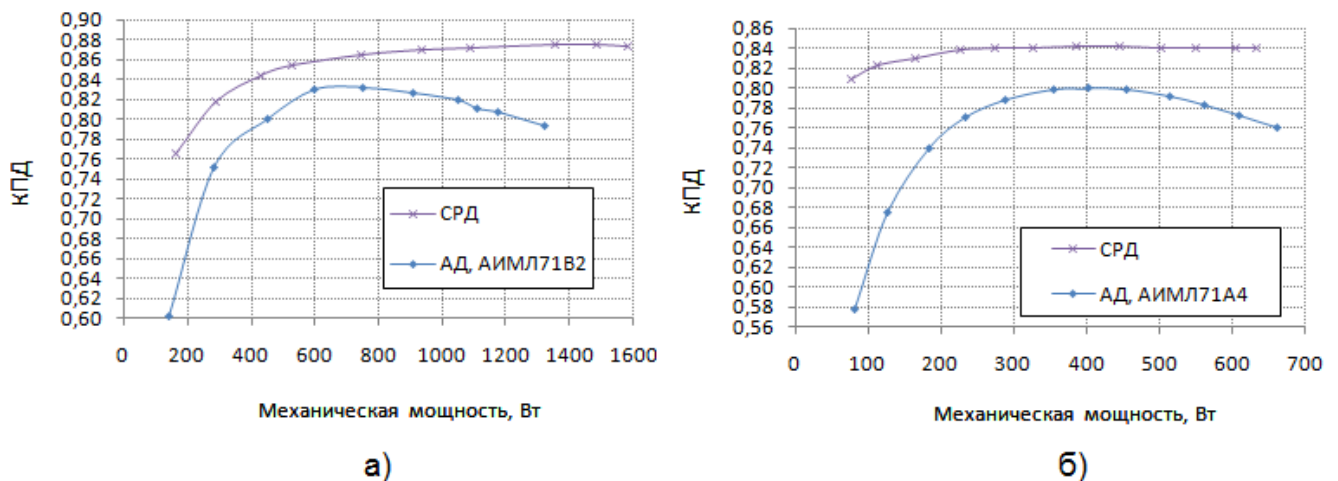


Рисунок 4.13 – КПД СРД и АД при работе а) с номиналом 1100 Вт, 3000 об/мин
б) с номиналом 550 Вт, 1500 об/мин

Интересно также сравнение образца СРД с образцом АД, имеющим ту же конструкцию статора, при работе на одинаковой частоте. Ротор рассматриваемого образца СРД был установлен в статор двигателя АИМЛ71А4 с заводской обмоткой. Было произведено сравнение рабочих характеристик АД и СРД при работе с частотой 50 Гц. Из данных (Рисунок 4.13б) видно, что КПД СРД больше КПД асинхронного двигателя АИМЛ 71 А4 (550 Вт, 1500 об/мин) во всём представленном диапазоне мощности. В частности при номинальной нагрузке (550 Вт) КПД СРД выше, чем КПД АД на 5,6% (КПД СРД равен 83,9 %, что соответствует классу IE4; КПД АД равен 78,3 %, что соответствует классу IE2, согласно [6]).

Данные сравнения (Рисунок 4.10, Рисунок 4.13) также показывают, что при загрузке асинхронных двигателей выше номинальной мощности их КПД начинает быстро уменьшаться. В то же время КПД СРД, который не имеет скольжения и электрических потерь в обмотке ротора, при увеличении нагрузки продолжает стабильно расти в диапазоне 0,75-1,1 кВт.

Таблица 4.7 для сравнения показывает конструктивные и массогабаритные характеристики двигателей АИМЛ 71 В2 (1100 Вт, 3000 об/мин), АИМЛ 71 А4 (550 Вт, 1500 об/мин) и разработанного СРД.

Таблица 4.7 – Конструктивные параметры двигателей

Двигатель	Масса, кг	Длина пакета статора, мм	Внешний диаметр статора, мм	Масса активных материалов (медь и электротехническая сталь), кг
АИМЛ71В2	13,0	85	120	7,68
АИМЛ71А4	11,3	72	120	6,03
Образец СРД	10,5	72	120	5,21

Таким образом, масса активных материалов СРД была снижена в сравнение с АИМЛ71В2 на 2,47 кг; объем электромагнитного ядра также был существенно уменьшен. В сравнение с АИМЛ71А4 масса активных материалов СРД была снижена на 0,82 кг при одинаковых объемах электромагнитного ядра.

4.9. Экспериментальное сравнение разработанного образца СРД с серийными энергоэффективными АД

В ходе работы было также проведено сопоставление образца СРД с серийными энергоэффективными двигателями европейского производителя. Рассматривались АД класса IE3 производства фирмы АВВ (ASEA Brown Boveri, [34]): М3АА80В2 (0,75 кВт; 3000 об/мин) и М3АА80С2 (1,1 кВт; 3000 об/мин). Двигатели АВВ испытывались при питании от преобразователей, рекомендованных производителем для использования с конкретным двигателем.

Рисунок 4.14 показывает сравнение КПД образца СРД с АД класса IE3 при работе со скоростью 3000 об/мин. При питании от ПЧ измеренный КПД М3АА80В2 в номинальном режиме составляет 81,0 %. Измеренный КПД М3АА80С2 при питании от ПЧ составляет 82,4 %. Паспортный КПД этих двигателей при питании от сети составляет 80,7 % и 82,7 %, соответственно.

Таким образом, в номинальном режиме (750 Вт, 3000 об/мин) КПД образца СРД больше КПД двигателя М3АА80В2 на 5,4 %. В номинальном режиме (1100 Вт, 3000 об/мин) КПД образца СРД больше КПД двигателя М3АА80С2 на 4,4 %.

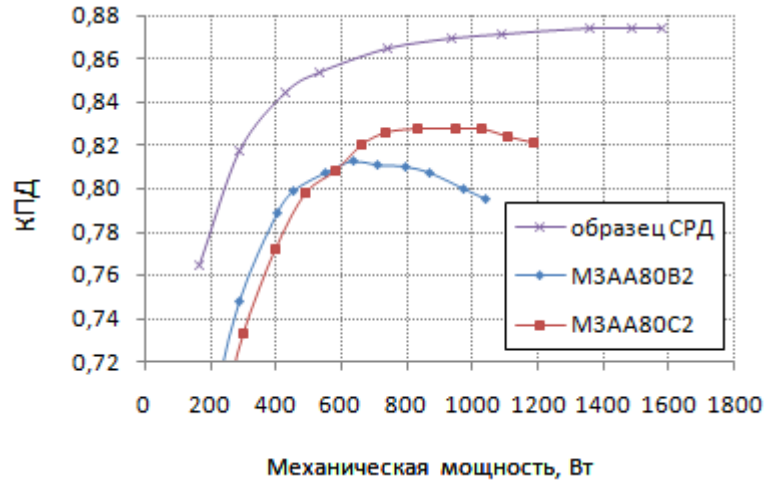


Рисунок 4.14 – КПД образца СРД и двигателей МЗАА80В2 и МЗАА80С2

Сравним также номинальный КПД и IE класс двигателей (Рисунок 4.14), согласно стандарту для регулируемых двигателей [7]. Таблица 4.10 показывает результаты расчета номинального КПД $\eta_{ном}$, согласно [7] для профиля квадратичной («насосной») нагрузки для рассматриваемых серийных двигателей и образца СРД.

Таблица 4.8 – Расчет номинального КПД двигателей 750 Вт и 1100 Вт, 3000 об/мин, согласно [7]

Двигатель	$\eta_{100,100}$, %	$\eta_{50,75}$, %	$\eta_{25,50}$, %	$\eta_{ном}$, %
МЗАА80В2 (750 Вт)	81,0	75,8	59,1	72,1
Образец СРД (750 Вт)	86,4	84,8	82,2	84,5
МЗАА80С2 (1100 Вт)	82,4	78,5	61,9	75,3
Образец СРД (1100 Вт)	87,1	85,9	82,7	85,2

Из данных (Таблица 4.2, Таблица 4.10) видно, что, в согласно с МЭК 60034-30-2, оба асинхронных двигателя соответствуют классу IE1. Образец СРД соответствует классу IE3 как при работе с мощностью 750 Вт, так и 1100 Вт. Таблица 4.7 для сравнения показывает конструктивные и массогабаритные характеристики двигателей разработанного СРД и рассматриваемых серийных энергоэффективных АД.

Таблица 4.9 – Конструктивные параметры двигателей

Двигатель	Масса, кг	Длина пакета статора, мм	Внешний диаметр статора, мм	Масса активных материалов (медь и электротехническая сталь), кг
МЗАА80В2	9,4	66	125	6,1
МЗАА80С2	10,7	81	125	7,4
Образец СРД	10,5	72	120	5,21

4.10. Экспериментальное сравнение разработанного образца СРД с серийными энергоэффективными СРД

Были проведены испытания СРД производства фирмы KSB (Klein, Schanzlin & Becker, [37]): SuPremE-2-0,75-80М-В (0,75 кВт; 3000 об/мин) и SuPremE-2-1,1-80М-В (1,1 кВт; 3000 об/мин). Характеристики этих СРД также были сопоставлены с характеристиками разработанного образца СРД. Фирма KSB декларирует соответствие своих двигателей классу IE4, согласно стандарту МЭК-60034-30-1 [6], предназначенного для двигателей с прямым питанием от сети. В отсутствие официальной редакции стандарта МЭК-60034-30-2 [7] для двигателей с питанием от ПЧ многие производители [37,40] применяют к своим двигателям в составе регулируемого привода энергетическую классификацию, согласно [6]. Также этот подход закреплен законодательно [4]: с 2011 года в ЕС вновь вводимые двигатели с питанием от ПЧ должны иметь класс не ниже IE2, согласно [6]. СРД SuPremE-2-0,75-80М-В и SuPremE-2-1,1-80М-В испытывались при питании от преобразователей, рекомендованных производителем для использования с конкретным двигателем.

Рисунок 4.15 показывает сравнение КПД образца СРД с СРД серии SuPremE В при работе со скоростью 3000 об/мин. Измеренный КПД SuPremE-2-0,75-80М-В в номинальном режиме составляет 85,2 %. Измеренный КПД SuPremE-2-1,10-80М-В в номинальном режиме составляет 88,3 %. Паспортный КПД этих двигателей при питании от ПЧ составляет 85,0 % и 86,5 %, соответственно. Измеренный КПД образца СРД составляет 86,4 % в режиме 750 Вт и 87,1 % в режиме 1100 Вт.

Таким образом, в номинальном режиме (750 Вт, 3000 об/мин) КПД образца СРД больше КПД двигателя SuPremE-2-0,75-80М-В на 1,2 %. В номинальном режиме (1100 Вт, 3000 об/мин) КПД образца СРД меньше КПД двигателя SuPremE-2-1,1-80М-В на 1,2 %.

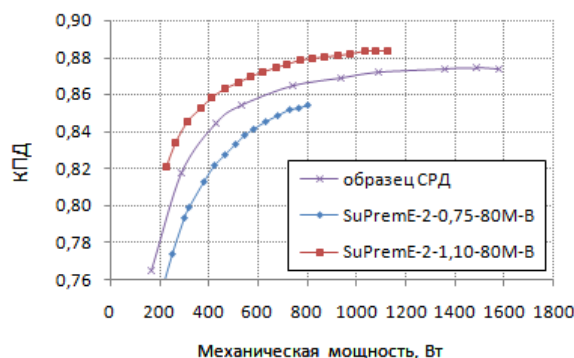


Рисунок 4.15 – КПД образца СРД и двигателей SuPremE-2-0,75-80М-В и SuPremE-2-1,1-80М-В

Сравним также номинальный КПД и IE класс двигателей (Рисунок 4.15), согласно стандарту для регулируемых двигателей [7]. Таблица 4.10 показывает результаты расчета

номинального КПД $\eta_{\text{ном}}$, согласно [7] для профиля квадратичной («насосной») нагрузки для рассматриваемых серийных двигателей и образца СРД.

Таблица 4.10 – Расчет номинального КПД двигателей 750 Вт и 1100 Вт, 3000 об/мин, согласно [7]

Двигатель	$\eta_{100,100}$, %	$\eta_{50,75}$, %	$\eta_{25,50}$, %	$\eta_{\text{ном}}$, %
SuPremE-2-0,75-80M-B (750 Вт)	85,2	81,1	70,5	78,9
Образец СРД (750 Вт)	86,4	84,8	82,2	84,5
SuPremE-2-1,10-80M-B (1100 Вт)	88,3	85,9	79,4	84,5
Образец СРД (1100 Вт)	87,1	85,9	82,7	85,2

Из данных (Таблица 4.2, Таблица 4.10) видно, что двигатель SuPremE-2-0,75-80M-B соответствует только классу IE1: несмотря на большой КПД в номинальном режиме, его КПД сильно уменьшается в режимах «50,75» и «25,50». Двигатель SuPremE-2-1,10-80M-B соответствует классу IE3. Образец СРД также соответствует классу IE3 как при работе с мощностью 750 Вт, так и 1100 Вт. Таблица 4.11 для сравнения показывает конструктивные и массогабаритные характеристики двигателей разработанного СРД и серийных СРД.

Таблица 4.11 – Конструктивные параметры двигателей

Двигатель	Масса, кг	Длина пакета статора, мм	Внешний диаметр статора, мм	Масса активных материалов (медь и электротехническая сталь), кг
SuPremE-2-0,75-80M-B	9,2	70	125	5,5
SuPremE-2-1,10-80M-B	9,7	88	125	6,0
Образец СРД	10,5	72	120	5,21

Таким образом, по результатам экспериментального сопоставления характеристик разработанного образца СРД с современными энергоэффективными двигателями, можно заключить, что его КПД не только был существенно увеличен, в сравнение с АД в том же корпусе. КПД и класс энергоэффективности также превосходит КПД современных энергоэффективных АД класса IE3. Кроме того, КПД образца в рассмотренных режимах практически равен КПД СРД производства фирмы KSB. В номинальном режиме КПД рассматриваемого образца несколько больше, чем КПД двигателя SuPremE-2-0,75-80M-B (Рисунок 4.15б), спроектированного для работы с той же номинальной нагрузкой и имеющего практически равный объем магнитопровода (Таблица 4.6).

Также можно заметить, что образец СРД выполнен в увязке мощностей и размеров СЭВ (высота оси вращения 71 мм при мощности 750 Вт и 1100 Вт), в то время как рассматриваемые серийные СРД – в увязке CELENEC (высота оси вращения 80 мм при мощности 750 Вт и 1100

Вт). Несмотря на это, КПД двигателей при приблизительно равных затратах активных материалов отличается не очень сильно. Это позволяет сделать вывод, что СРД класса энергоэффективности IE3 и IE4 могут быть реализованы, как в увязке CELENEC, так и в увязке СЭВ, без перерасхода активных материалов.

4.11. Расчет энергопотребления и срока окупаемости СРД в насосном приложении

Основной целью увеличения КПД и класса энергоэффективности электродвигателя является снижение энергопотребления в целевом приложении (в приводе промышленного насоса). В данном разделе проводится оценка энергопотребления АД и СРД в насосном приложении, на основе приведенных выше опытных данных о КПД двигателей в различных режимах. Также производится оценка экономического эффекта применения СРД.

Рассмотрим конкретную насосную установку мощностью 0,75 кВт с насосом типа “Calpeda NM 32/12DE”. Для привода насоса должен использоваться электродвигатель 0,75 кВт, 3000 об/мин. Предполагается, что рассматриваемый насос используется для перекачки технологической жидкости с плотностью $\rho = 1000 \text{ кг/м}^3$. Загрузка насоса по требуемому расходу воды близка к номинальной и имеет в течение дня распределение, типичное для насоса промышленного предприятия (Рисунок 4.16в). Характеристики насоса по напору и КПД в зависимости от расхода при работе на номинальной скорости, сообщаемые производителем [93], показаны на Рисунок 4.16а и Рисунок 4.16б.

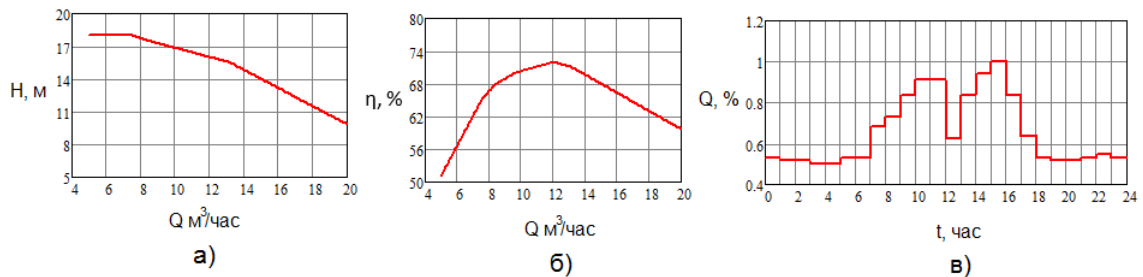


Рисунок 4.16 - Рабочие характеристики насоса при работе на номинальной скорости:
 а) функция “Давление-Расход” $H(Q)$, б) функция “КПД-Расход” $\eta(Q)$ в) рабочий цикл насоса в течение дня $Q(t)$

Применяемое решение состоит в использовании для привода насоса вместо АД АИМЛ71А2 энергосберегающего синхронного реактивного двигателя класса энергоэффективности IE4. Оценим стоимость такого решения.

Для привода СРД используется, как и в случае АД, трехфазный преобразователь частоты (ПЧ) на той же элементной базе. Однако из-за более низкого коэффициента мощности СРД при той же мощности передаваемой насосу, амплитуда тока в обмотке статора СРД будет несколько больше (в данном случае 1,6 и 2,6 А, соответственно). Поэтому при использовании для привода

СРД универсального ПЧ, который может управлять и АД, и синхронными двигателями, производители рекомендуют выбирать ПЧ с некоторым запасом по току. Таким образом, для привода СРД мощностью 0,75 кВт, необходимо использовать ПЧ с допустимой величиной длительного тока, соответствующей ПЧ для АД мощностью 1,1 кВт. Стоимость преобразователя частоты для управления АД 0,75 кВт в насосном приложении в 2016 составляла около 11,5 тыс. руб. Стоимость ПЧ для АД мощностью 1,1 кВт составляла около 13,3 тыс. руб.

Конструкция статора СРД ничем не отличается от конструкции статора АД. Ротор имеет простую и надежную конструкцию из стальных листов электротехнической стали и не имеет обмоток и постоянных магнитов. Габариты СРД класса IE4 практически не отличаются от габаритов АД класса IE2 [36]. Все это обеспечивает стоимость изготовления СРД близкую к стоимости АД той же мощности. Возможно даже снижение стоимости, поскольку при изготовлении СРД отсутствует процедура изготовления литой обмотки ротора. Основную долю в увеличении стоимости производства СРД, в сравнение с АД, на сегодняшний день могут составлять технологические издержки, которые, впрочем, могут быть исключены при дальнейшей унификации производства немногочисленных специфических узлов СРД. В данной работе примем, что стоимость СРД равна стоимости АД (стоимость двигателя АИМЛ71А2 составляла около 7000 руб).

Опишем далее основные соотношения, на основании которых определяется последовательность режимов двигателя в течение рабочего цикла. Потребляемая приводом из сети электрическая мощность зависит от режима работы центробежного насоса и определяется по формуле [91]:

$$P_1 = P_2 / \eta_{\Sigma} = r \cdot g \cdot H \cdot Q / \eta_{\Sigma}, \quad (4.16)$$

где P_2 – полезная мощность, создаваемая насосной установкой; $r = 1000 \text{ кг/м}^3$ – плотность перекачиваемой технологической жидкости, $g = 9,81 \text{ м/с}^2$; Q – расход жидкости, обеспечиваемый насосом в данном режиме; H – напор, обеспечиваемый насосом в данном режиме; $\eta_{\Sigma} = \eta_{\text{pump}} \cdot \eta_{\text{motor}} \cdot \eta_{\text{FC}}$ – результирующий КПД насосной установки.

КПД и напор насоса при номинальной скорости и текущем расходе определяются из паспортных данных насоса. Принято, что расход насоса при номинальной скорости составляет $12 \text{ м}^3/\text{ч}$. Для пересчета характеристик работы насоса на другое значение расхода используются формулы подобия [91]:

$$Q_1 / Q_2 = n_1 / n_2, H_1 / H_2 = (n_1 / n_2)^2, \quad (4.17)$$

Изменение КПД насоса при изменении скорости вращения не учитывается. По полученным характеристикам режима работы насоса рассчитываются мощность и момент на валу двигателя:

$$\begin{aligned} P_{motor} &= r \cdot g \cdot H \cdot Q / \eta_{pump}; \\ M_{motor} &= P_{motor} \cdot 60 / (2 \cdot \pi \cdot n), \end{aligned} \quad (4.18)$$

Для оценки энергопотребления использовались следующие данные: рабочие характеристики промышленного насоса (Рисунок 4.16а, Рисунок 4.16б, [93]); график требуемого суточного расхода технологической жидкости (Рисунок 4.16в); данные о КПД АД и СРД. Результаты испытаний АИМЛ71А2 и образца СРД были представлены в виде двумерных зависимостей $\eta = f(P_2, n)$, где η – КПД электропривода (двигатель + ПЧ); P_2 – полезная мощность, отдаваемая двигателем нагрузке, Вт; n – скорость вращения двигателя, об/мин. В зарубежной практике такие зависимости широко используются для сравнения различных типов двигателей и ЭП в приложениях с различными зависимостями нагрузочного момента от скорости [92]. Расчет КПД двигателя в точках, для которых не имеется непосредственно опытных данных, осуществлялся с помощью билинейной интерполяции [33].

Экономия электроэнергии за заданный временной интервал работы насоса (за стуки) рассчитывается как:

$$\Delta W_{day} = \sum_i^k P_i \cdot t_i, \quad (4.19)$$

где ΔW_{day} – суточная экономия электроэнергии в результате применения предлагаемого решения; P_i – экономия мощности, соответствующего i -тому интервалу времени, в течение которого насос работал с постоянной нагрузкой, кВт; t_i – продолжительность i того интервала времени, ч; k – число рассматриваемых интервалов времени на общем временном интервале.

При круглогодичной работе насоса с приблизительно постоянным суточным графиком расхода годовая экономия электроэнергии ΔW_{year} определяется как:

$$\Delta W_{year} = \Delta W_{day} \cdot 365, \quad (4.20)$$

Стоимость сэкономленной электроэнергии, в соответствие с текущей ценной на электроэнергию, рассчитывается:

$$COST_{energy} = T_{energy} \cdot \Delta W_{year}, \quad (4.21)$$

где $COST_{energy}$ – стоимость сэкономленной энергии, рублей; T_{energy} – текущая цена за электроэнергию, Руб/кВт. Средняя рыночная цена приобретения электроэнергии промышленными предприятиями РФ по состоянию на 2015 год составила 2,9 руб/кВт·ч [94].

Таблица 4.12 показывает результаты расчета энергопотребления, стоимости сэкономленной электроэнергии и срока окупаемости установки СРД.

Таблица 4.12 – Результаты расчета экономического эффекта от использования СРД

Наименование величины	Значение величины
Действующая цена за электроэнергию, T_{energy} , Руб/кВт	2,9
Суточное энергопотребление АД, кВт*ч	7,907
Суточное энергопотребление СРД, кВт*ч	7,212
Суточная экономия электроэнергии ΔW_{day} , кВт*ч	0,695
Годовая экономия электроэнергии ΔW_{year} , кВт*ч	253,68
Экономия электроэнергии, %	9,6
Стоимость сэкономленной электроэнергии за год, $COST_{energy}$, Руб	735,66
Стоимость установки АД привода (с НДС), Руб	18550
Стоимость установки СРД привода (с НДС), Руб	20339
Срок окупаемости СРД $T_{payback}$, лет	2,43

Рассчитанный срок окупаемости дополнительных затрат на установку привода с СРД, вместо привода с АД, составляет 2,43 года для случая введения в строй новой насосной установки. Рассчитанная величина срока окупаемости не превышает 3 лет, что означает высокую экономическую рентабельность применяемого решения. Можно также отметить, что как видно из данных (Рисунок 4.11) величина экономии электроэнергии от использования предлагаемого решения зависит от неравномерности потребления: чем больше неравномерность потребления, тем больше получаемая экономия.

При принятии решения о целесообразности внедрения СРД для привода промышленного насоса, следует учитывать, что кроме экономического эффекта от энергосбережения, применение СРД дополнительно обеспечивает следующее: в результате меньшей тепловой нагрузки на ротор установки снижается износ подшипниковых узлов двигателя и насоса; также повышается надежность и срок работы двигателя ввиду отсутствия обмотки ротора и меньшей тепловой нагрузки на изоляцию обмотки статора.

Таким образом, установка СРД привода на вновь вводимые или требующие капитального ремонта промышленные насосные станции является эффективным и целесообразным энергосберегающим мероприятием.

4.12. Выводы по разделу 4

1. Обоснован выбор используемого экспериментального метода сравнения энергетических свойств АД и СРД.
2. Разработана испытательная установка для определения КПД и потерь двигателей с питанием от ПЧ методом входной и выходной мощности.
3. Дана оценка величины погрешности рассматриваемой испытательной установки. Предложен критерий для максимальной допустимой величины погрешности определения КПД при определении IE-класса двигателя.
4. Предложен метод косвенной оценки величины магнитных потерь и КПД для СРД.
5. По результатам проведенных сравнительных испытаний было установлено, что рассматриваемый образец СРД при работе 750 Вт, 3000 об/мин имеет класс энергоэффективности IE4/IE3 (МЭК 60034-30-1/2), в то время как АД в том же корпусе только IE2/IE1. Масса активных материалов СРД была снижена на 18 %.
6. По результатам проведенных сравнительных испытаний было установлено, что рассматриваемый образец СРД при работе 1100 Вт, 3000 об/мин имеет класс энергоэффективности IE4 (МЭК 60034-30-1), в то время как АД в том же корпусе только IE2. Масса активных материалов СРД была снижена на 32 %.
7. Были проведены сравнительные испытания образца СРД с серийными энергоэффективными АД класса IE3 с мощностью 750 и 1000 Вт. КПД образца СРД был увеличен 5,4 и 4,4 %, соответственно. Масса активных материалов СРД была снижена на 15 % и 30 %, соответственно.
8. Были проведены сравнительные испытания образца СРД в увязке СЭВ с серийными энергоэффективными СРД в увязке CELENES (мощность 750 и 1000 Вт). Измеренный КПД образца СРД выше на 1,2 %, чем у серийной машины 750 Вт. Измеренный КПД образца СРД ниже на 1,2 %, чем у серийной машины 1100 Вт. Масса активных материалов СРД была снижена на 6 % и 14 %, соответственно.
9. На основе опытных данных показано, что СРД класса энергоэффективности IE3 и IE4 могут быть реализованы, как в увязке CELENES, так и в увязке СЭВ, без перерасхода активных материалов.
10. С использованием опытных данных по КПД рассчитанный энергосберегающий эффект от использования СРД в насосном агрегате 0,75 кВт.
11. Показано, что даже при текущих ценах на электроэнергию в российской промышленности, применение СРД с заявленными характеристиками обладает большой экономической рентабельностью.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены различные аспекты разработки энергоэффективного синхронного реактивного двигателя мощностью 750 Вт. По итогам диссертационной работы получены следующие результаты:

1. На основе анализа литературных источников показана актуальность разработки общепромышленных двигателей с высоким классом энергоэффективности. Показано, что: увеличение требований к минимальной величине КПД и классу энергоэффективности общепромышленных двигателей в ближайшие десятилетия станет устойчивой тенденцией в большинстве стран мира; двигатели, массово представленные на рынке на сегодняшний день, не удовлетворяют перспективным требованиям к КПД, согласно МЭК 60034-30, особенно для регулируемых двигателей и для диапазона малых мощностей (требуется либо значительное удорожание и утяжеление АД, либо применение новых технологий); синхронный реактивный двигатель, способный удовлетворять требованию класса IE3 и выше, согласно МЭК 60034-30, без удорожания и перерасхода материалов является перспективным решением в качестве энергосберегающего двигателя регулируемого привода.
2. Реализована математическая модель, позволяющая расчет рабочих характеристик СРД на основе основных уравнений машины, с учетом насыщения, магнитных и механических потерь. Показано, что такая модель позволяет с приемлемой точностью оценивать рабочие и энергетические характеристики СРД при использовании электрических параметров, полученных из эксперимента.
3. На основе сравнения расчетных и экспериментальных данных показано, что относительно большая точность оценки рабочих характеристик в широком диапазоне режимов может быть достигнута при использовании параметров полученных из опыта с заторможенным ротором и опыта холостого хода. Основными причинами неточностей в этом случае являются неучет перекрестного насыщения и неучет изменения величины сопротивления магнитных потерь в различных режимах.
4. На основе анализа литературы был обоснован выбор конструкции ротора с магнитными барьерами для энергоэффективного СРД.
5. На основе анализа литературы, была определена методика проектирования и расчета рабочих характеристик СРД, обладающая достаточной точностью. Был разработан набор расчетных процедур на базе сред MATLAB и FEMM, составляющих основу программы для численной оптимизации конструкции магнитной системы СРД.

6. Рассмотрены особенности магнитного расчета СРД без пусковой обмотки. Выполнены магнитные расчеты рассматриваемой конструкции СРД с учетом насыщения и магнитных потерь с применением метода конечных элементов. Продемонстрирована приемлемая точность расчета параметров магнитной системы на примере расчета рассматриваемого в работе образца СРД.
7. По результатам анализа литературы обоснован выбор используемого метода экспериментального сравнения энергетических свойств АД и СРД. Разработана испытательная установка для определения КПД и потерь двигателей с питанием от ПЧ методом входной и выходной мощности.
8. Предложен метод косвенной оценки величины КПД СРД рассматриваемого типа.
9. По результатам ряда сравнительных испытаний показано существенное увеличение КПД и класса энергоэффективности разработанного образца СРД (IE4) в сравнение с АД в том же корпусе (IE2) и с энергоэффективными АД класса IE3. Также показано значительное уменьшение массы активных материалов СРД, в сравнение АД для этих случаев.
10. На основе опытных данных показано, что СРД класса энергоэффективности IE3 и IE4 могут быть реализованы как в увязке CELENEC, так и в увязке СЭВ, без перерасхода активных материалов.
11. На основе опытных данных показано, что в режимах с пониженной скоростью и моментом разница в КПД СРД и АД может составлять более 20 %, что особенно актуально для приводов насосов и вентиляторов, работающих в таких режимах большую часть времени. Показано, что СРД при тех же габаритах имеет значительно меньшую величину перегрева обмотки статора, в том числе в режимах с пониженной скоростью. Проведен сравнительный анализ отдельных составляющих потерь АД и СРД, выполненных в одном и том же корпусе, при работе от одного и того же преобразователя частоты.
12. Показано, что полученный образец СРД может быть использован не только как двигатель класса IE4 со стандартными габаритами, но и как малогабаритный двигатель на повышенную мощность.
13. По основе опытных данных произведен сравнительный расчет энергопотребления АД и СРД в целевом приложении. Показана существенная экономия электроэнергии и приемлемый срок окупаемости при использовании СРД. Все это делает применение СРД в целевом приложении экономически оправданным решением, даже при современных ценах на электроэнергию в РФ.

14. Сделан вывод, что все названные в работе преимущества позволяют применять СРД как крупносерийный двигатель для самых различных приложений. При этом привод на основе СРД будет иметь значительно улучшенные рабочие характеристики, в сравнение с приводом на основе АД, без существенного увеличения стоимости.

Выполненные исследования имеют **перспективу дальнейшей разработки** и широкого практического использования в плане проектирования и внедрения энергоэффективных синхронных реактивных двигателей для различных приложений с регулируемым приводом.

Список литературы

1. ГОСТ Р МЭК 60034-2-1-2009 Машины электрические вращающиеся. Часть 2-1. Стандартные методы определения потерь и коэффициента полезного действия вращающихся электрических машин (за исключением машин для подвижного состава). – М.: Стандартинформ, 2011. – 53 с.
2. ГОСТ Р 51689-2000 Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные мощностью от 0,12 до 400 кВт включительно. Общие технические требования. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2001. – 16 с.
3. Государственная программа Российской Федерации «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года» (утверждена распоряжением Правительства РФ от 27.12.2010 № 2446-р). – М.: Министерство энергетики российской федерации, 2010. – 43 с.
4. Commission Regulation (EC) No 640/2009, “Implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for electric motors”, Official Journal of the European Union, L 191, 23.7.2009, pp. 26-34.
5. IEC 60034-2-3 ed1.0, Rotating electrical machines - Part 2-3: Specific Test Methods for Determining Losses and Efficiency of Converter-Fed AC Induction Motor, Geneva, Switzerland, November 2013.
6. IEC 60034-30-1, Edition 1.0: Rotating Electrical Machines – Part 30-1: Efficiency Classes of Line Operated AC Motors (IE Code), Geneva, Switzerland, March 2014.
7. IEC 60034-30-2, Edition 1.0: Rotating Electrical Machines – Part 30-2: Efficiency classes of variable speed AC motors (IE-code), Geneva, Switzerland, February 2016.
8. EN 50598-2:2014, Ecodesign for Power Drive Systems, Motor Starters, Power Electronics & Their Driven Applications. Energy Efficiency Indicators for Power Drive Systems and Motor Starters, Geneva, Switzerland, January 2015.
9. Беспалов, В.Я. Разработка и освоение производства энергоэффективных асинхронных двигателей массовых серий / В.Я. Беспалов, А.С. Кобелев, А.В. Кругликов, Л.Н. Макаров // Электротехника. – 2015. - № 4. - с. 34-40.
10. Кобелев, А.С. Выбор внешнего диаметра сердечника статора для энергоэффективных асинхронных двигателей / А.С. Кобелев, Л.Н. Макаров // Состояние и перспективы развития электротехнологии (XVI Бенардосовские чтения): сборник материалов международной научно-технической конференции. – Иваново. – ИГЭУ. – 2011. - с. 66-70.

11. J. Estima, A. Cardoso, “Efficiency Analysis of Synchronous Reluctance Motors”, in Proceedings of the International Conference on Engineering – ICEUBI 2013, pp 1-9, 27-29 November 2013.
12. K. Stockman, S. Dereyne, D. Vanhooydonck, W. Symen, J. Lemmens, W. Deprez, “ISO Efficiency Contour Measurement Results for Variable Speed Drives”, in Proceedings of the Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, pp. 1-6, 6-8 September 2010.
13. A. de Almeida, F. Ferreira, G. Baoming, “Beyond induction motors – technology trends to move up efficiency”, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 50, iss. 3, pp. 2103-2114, November 2013.
14. D. Dorrell, “A Review of the Methods for Improving the Efficiency of Drive Motors to Meet IE4 Efficiency Standards”, in Journal of Power Electronics, Vol. 14, No. 5, pp. 842-851, September 2014.
15. B. Stoffel, “Assessing the Energy Efficiency of Pumps and Pump Units. Background and Methodology”, 1st Edition, Elsevier, 158 pp., 2015.
16. Радин, В.И. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/ В.И. Радин. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.
17. Колесников, И.В. Расчет и анализ сил одностороннего магнитного притяжения, действующих на подшипниковый узел в тяговом двигателе вентильно-индукторного типа/ И.В. Колесников, Е.Е. Мирошниченко // Трение и смазка в машинах и механизмах. – М: Машиностроение. – 2014. - №10. - с.46-48.
18. 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.
19. Григорьев, М.А. Предельные возможности электроприводов с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения / М.А. Григорьев // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия “Энергетика”. – 2009. – Вып. 12. – № 34(167). – с. 51 – 55.
20. J. Goss, M. Popescu, D. Staton, “A comparison of an interior permanent magnet and copper rotor induction motor in a hybrid electric vehicle application”, in Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International, nom.1, iss.1, pp. 220-225, 12-15 May 2013.
21. P. Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford Press. 1998.
22. B. Wilamowski, J. Irwin, Power Electronics and Motor Drives, 2nd Edition, the Industrial Electronics Handbook. CRC Press. 2011.

23. Yaxin Bao, Wahab Mehmood, Xueqing Feng, “Super premium efficiency Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor: Design, test and comparison”, in Proceedings of the Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC), 2012 Record of Conference Papers Industry Applications Society 59th Annual IEEE, vol.1, iss.1, pp. 1-7, 24-26 Sept. 2012.
24. M. Gamba, E. Armando, G. Pellegrino, A. Vagati, B. Janjic, J. Schaab, “Line-start synchronous reluctance motors: Design guidelines and testing via active inertia emulation”, in Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), vol.1, iss.1, pp. 4820-4827, 20-24 Sept. 2015.
25. Z. Wang, R. Masaki, S. Morinaga, Y. Enomoto, H. Itabashi, M. Ito, S. Tanigawa, “Development of an Axial Gap Motor With Amorphous Metal Cores”, in IEEE transactions on industry applications, vol. 47, no. 3, pp 1293-1299, may/june 2011.
26. D.S. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo, “Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive”, in Energy Conversion, IEEE Transactions on, Vol. EC-2 , no.1, pp 70-76, March 1987.
27. M.J. Melfi, “Optimum pole configuration of ac induction motors used on adjustable frequency power supplies”, in Proceedings of The Petroleum and Chemical Industry Conference, 1995. Record of Conference Papers, Industry Applications Society 42nd Annual, num.1, iss.1, pp. 237-242, 11-13 September 1995.
28. Кононенко, Е.В. Синхронные реактивные машины/ Е.В. Кононенко. – М.: Энергия, 1970. – 208 с.
29. Казакбаев, В.М. Энегоэффективные синхронные реактивные двигатели для насосных, вентиляторных и компрессорных приложений/ В.М. Казакбаев, В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский, А.А. Дмитриевский, Н.Р. Сафин // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии (ЭКСИЭ – 03): сборник докладов 3-й международной научно-практической конференции. – Екатеринбург. – УрФУ. - 15-17 мая 2013 г. - с. 148-151.
30. V. Dmitrievskii, V. Prakht, V. Kazakbaev, A. Pozdeev, S. Oshurbekov, “Development of a High Efficient Electric Drive with Synchronous Reluctance Motor”, in Proceedings of The 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), pp. 1-6, Pattaya, Thailand, Oct. 2015.
31. P. Matyska, “Advantages of Synchronous Reluctance Motors”, in Transactions on Electrical Engineering, Vol. 3 (2014), No. 2, pp 44-47, 2014.
32. E. Calvo, D. Potoradi, “Synchronous reluctance motors with and without permanent magnets for high performance low cost electrical drives”, in Electric Drives Production Conference (EDPC), 2015 5th International, pp. 1-7, Nuremberg, 15-16 Sept. 2015.

33. Казакбаев, В.М. Техничко-экономическое обоснование применения синхронного реактивного двигателя в регулируемом электроприводе / В.М. Казакбаев, В.А. Дмитриевский, В.А. Прахт/ Электротехника. Энергетика. Машиностроение: сборник научных трудов I Международной научной конференции молодых ученых. – Новосибирск. - Изд-во НГТУ. - 2-6 декабря 2014. - с. 167-169.
34. Low voltage process performance motors, ABB catalogue, 2014.
35. Low voltage high output synchronous reluctance motors, ABB catalogue, 2014.
36. Motoring ahead, Synchronous motors controlled by variable-speed drives are bringing higher efficiencies to industrial applications, ABB review, 2011.
37. Synchronous Reluctance Motor KSB SuPremE B, Type Series Booklet, 2014.
38. Data sheet, REEL SSP Motor 2013, Ver. 2.0, 01.08.2013.
39. SIMOTICS Reluctance Motors with SINAMICS Converters, SIMOTICS GP and SIMOTICS SD VSD4000 Line, Siemens catalogue, April 2015.
40. Energy-saving drive package SPRIPM motor & inverter drive, catalogue, Yaskawa Europe, September 2015.
41. W22 Super Premium Three-phase Induction Motor, Exceeds the IE4 Efficiency Levels, WEG brochure, 2016.
42. Берлин, Е.М. Системы частотного управления синхронно-реактивными двигателями / Е.М. Берлин, Б.А. Егоров, В.Д. Кулик, И.С. Скосырев – Л.: Энергия, 1968. – 132 с.
43. Булгаков, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
44. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов – Иваново: ИГЭУ, 2008. – 298 с.
45. P. Lawrenson, L. Agu, “Theory and performance of polyphase reluctance machines”, in the Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, IEE, Vol. 111, No. 8, pp 1435-1445, 1964.
46. R. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. Miller, R. Middleton, “Control of synchronous reluctance machines”, in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, pp 1110-1122, 1993.
47. T. Miller, A. Hutton, C. Cossar, D. Staton, “Design of a synchronous reluctance motor drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, July-Aug. 1991, vol. 27, Issue 4, pp. 741–749.
48. Naataja Jorma, “A comparative performance study of four-pole induction motors and synchronous reluctance motors in variable speed drives”, Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology), Lappeenranta University of Technology, June, 2003.

49. Jarrad G. Wright, "Design of a reluctance synchronous machine for traction motor applications using the finite element method", University of the Witwatersrand, Johannesburg, Thesis for the degree of Master of Science in Engineering, 2010.
50. R.R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design", Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power electronics, Thesis for the degree of Master of Science in Engineering, Stockholm 2007.
51. A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu, G. P. Troglia, "Design criteria of high performance synchronous reluctance motors", in Proceedings of the Industry Applications Society Annual Meeting, 1992., IEEE, vol.1, pp. 66-73, 4-9 Oct 1992.
52. A. Vagati, A. Canova, M. Chiampi, M. Pastorelli, M. Repetto, "Design Refinement of Synchronous Reluctance Motors Through Finite-Element Analysis", in IEEE Transactions on industry applications, vol. 36, no. 4, pp. 1094 – 1102, July-August 2000.
53. F. Cupertino, G. Pellegrino, C. Gerada, "Design of Synchronous Reluctance Motors with Multi-Objective Optimization Algorithms", in Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.50, no. 6, pp. 3617 - 3627, November-December 2014.
54. G. Pellegrino, E. Armando, P. Guglielmi, A. Vagati, "A 250kW Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motor", in Proceedings of the Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, pp 1-10, 8-10 September 2009.
55. A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, A. Vagati, "Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance", in Proceedings of the 40th IEEE IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 474–479, October 2005.
56. Alfredo Vagati, "Synchronous reluctance electrical motor having a low torque-ripple design", US patent 5818140 A.
57. N. Bianchi, Electrical Machine Analysis Using Finite Elements. CRC Press Ltd, 2005.
58. S. Salon, Finite Element Analysis of Electrical Machines. Kluwer Academic Publishers, 1995.
59. Копылов, И.П. Проектирование электрических машин: Учеб. для вузов. 3-е издание/ И.П. Копылов, В.П. Клоков, В.П. Морозкин и др.// под ред. Копылова. – М.: Высш. шк., 2002. – 757 с.
60. Герман-Галкин, С.Г. Электрические машины. Лабораторные работы на ПК / С.Г. Герман-Галкин, Г.А. Кардонов – Спб.: КОРОНА принт, 2003. – 256 с.
61. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс, СПб: Питер, 2008. – 288 с.
62. Adrian Opritescu, "Control of a saturated Permanent Magnet Synchronous Motor", Department of Energy Technology, Aalborg University, Master Thesis, Denmark, 2010.

63. L. Chedot, G. Friedrich, “A cross saturation model for interior permanent magnet synchronous machine. Application to a starter-generator”, in Proceedings of the Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, IEEE, vol. 1, pp 3-7 Oct. 2004.
64. K. Yahia, D. Matos, J. Estima, A. Cardoso, “Modeling Synchronous Reluctance Motors Including Saturation, Iron Losses and Mechanical Losses”, in Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on, pp. 601 – 606, 18-20 June 2014.
65. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока / Р.Т. Шрейнер – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
66. D. Meeker Finite Elements Method Magnetics. Version 4.2. User’s Manual (FEMM 4.2). October 25, 2015.
67. D. Meeker. Induction Motor Example. FEMM 4.2 guide. August 20, 2014.
68. D. Meeker. Rotating Losses in a Outrunner Doubly Salient Permanent Magnet Generator. FEMM 4.2 guide. September 9, 2009.
69. D. Meeker. Periodic Boundaries with Rotating Machines. FEMM 4.2 guide. October 9, 2011.
70. F. Leonardi, T. Matsuo, T. A. Lipo, “Iron loss calculation for synchronous reluctance machines”, in Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on, Vol.1, 307-312 , 8-11 Jan 1996.
71. Chunting Mi, “Modelling of iron losses of permanent magnet synchronous motors”, Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in the Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2001.
72. L. T. Mthombeni, P. Pillay, “Core losses in motor laminations exposed to high-frequency or nonsinusoidal excitation”, in IEEE Transactions on Industry Applications, vol.40, num.5, pp. 1325-1332, September-October 2004.
73. Z. Gmyrek, A. Boglietti, A. Cavagnino, “Iron Losses Prediction with PWM Supply Using Low and High Frequency Measurements: Analysis and Results Comparison”, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55 n. 4, pp. 1722-1728, 2008.
74. Казаков, Ю.Б. Численное моделирование электромагнитных процессов в асинхронных двигателях при питании от источников полигармонического напряжения / Ю.Б. Казаков, Н.К. Швецов // Автоматизация в электроэнергетике и электротехнике: материалы I Международной научно-технической конференции. – Пермь, ПНИПУ, 2015, с. 126-132.
75. ГОСТ 21427.2-83 Сталь электротехническая холоднокатаная изотропная тонколистовая. Технические условия. –М.: Стандартинформ, 2003. – 15 с.

76. R. Kanchan, L. Aarniovuori, M. Niemela, R. Chitroju, F. Gyllensten, “Loss measurements analysis of VSD motors using both direct input-output and calorimetric methods”, in Proceedings of the EEMODS 2015 conference, Helsinki, Finland, pp. 1-17, September 2015.
77. Mika-Markus Kepsu, “Uncertainty of efficiency measurements in electric drives”, Master's thesis of Electrical Engineering, Lappeenranta University of Technology, Faculty of Technology, 2015.
78. Фролов, Л.Б. Измерение крутящего момента / Л.Б. Фролов – М.: Энергия, 1967 г. – 120 с.
79. Кац, С.М. Балансирные динамометры для измерения вращающего момента / С.М. Кац – М.: Госэнергоиздат, 1962 г. – 144 с.
80. J. Andrae, W. Nold, G. Wegener, “Traceability of rotating torque transducers calibrated under non-rotating operating conditions”, in Proceedings of the XVII IMEKO World Congress: Metrology in the 3rd Millennium, Dubrovnik, Croatia, pp. 369-373, 22–27 June 2003.
81. ГОСТ Р 8.752-2011 Государственная поверочная схема для средств измерений крутящего момента – М.: Стандартинформ, 2013. – 6 с.
82. Guidelines on the Calibration of Static Torque Measuring Devices, EURAMET/cg-14/v.01, July 2007.
83. ГОСТ Р 52776-2007 (МЭК 60034-1-2004) Машины электрические вращающиеся. Номинальные данные и характеристики. – М.: Стандартинформ, 2008. – 69 с.
84. Курепин, В. В., Баранов И.В. Обработка экспериментальных данных: Методические указания к лабораторным работам для студентов 1, 2 и 3-го курсов всех специальностей / В.В. Курепин, И.В.Баранов // Под ред. В. А. Самолетова. – СПб.: СПбГУНиПТ, 2003. – 57 с.
85. JCGM 100:2008, Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement, first edition, September 2008.
86. E.B. Agamloh, “A Comparison of direct and indirect measurement of induction motor efficiency”, in Proceedings of Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09. IEEE International, pp 36-42, 3-6 May 2009.
87. H. Auinger, E. Bunzel, “Determining the efficiency of electric motors. Does IEC 61972 offer improvements for the European market?”, in Power Engineering Journal, IEEE, vol. 16, iss. 6, pp 285-294, December 2002.
88. IEC 60034-2-1 ed2.0, Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles), Geneva, Switzerland, November 2014.
89. V. Dmitrievskii, V. Prakht, V. Kazakbaev, S. Oshurbekov, I. Sokolov, “Development and experimental study of the high efficient synchronous reluctance motor”, in Proceedings of the

International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2016, Capri, Italy, IEEE, pp 407 – 412, 22-24 June 2016.

90. A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Cossale, A. Tenconi, “Efficiency Determination of Converter-Fed Induction Motors: Waiting for the IEC 60034–2–3 Standard”, in Proceedings of Conference: Energy Conversion Congress and Exhibition (ECCE 2013), Denver, Colorado, pp. 230-237, September 2013.
91. Лезнов, Б.С. Энергосбережение и регулируемый привод в насосных и воздуходувных установках / Б.С. Лезинов – М: Энергоатомиздат, 2006. – 360 с.
92. Anibal T. de Almeida, Pierre Angers, Conrad U. Brunner, Martin Doppelbauer, “Motors with Adjustable Speed Drives: Testing Protocol and Efficiency Standard”, in Proceedings of the 6th International Conference eemods '09: Energy Efficiency in Motor Driven Systems, Nantes, France, vol. 1, pp. 233-245, 14-17 September 2009.
93. NM4, NMS4, Close Coupled Centrifugal Pumps, Calpeda, catalogue, 2012.
94. Аналитический бюллетень. Электроэнергетика: тенденции и прогнозы, выпуск 16. – М: РИА Рейтинг, 2016.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Сведения о реализации результатов работы

Общество с ограниченной ответственностью
«ЭМАШ»,
ОГРН 1146623001249,
ИНН 6623100163, КПП 662301001,
Свердловская область, г. Нижний Тагил,
пр. Строителей, д. 6, кв. 41

АКТ
об использовании результатов диссертационной работы
Казакбаева Вадима Маратовича
в ООО «ЭМАШ»

Результаты диссертационной работы Казакбаева В.М. на тему «Разработка высокоэффективного синхронного реактивного двигателя», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, в которой решаются задачи разработки, экспериментального и расчетного определения рабочих характеристик и оценки энергопотребления в насосном приложении синхронного реактивного (СРД) двигателя, использованы в проектно-конструкторской деятельности ООО «ЭМАШ» в виде:

- применения разработанной испытательной установки и методических указаний для экспериментального определения КПД, потерь в двигателях переменного тока, с питанием от преобразователя частоты;
- методик расчета рабочих характеристик СРД;
- методики расчета энергопотребления СРД в приводе регулируемого механизма.

Использование результатов диссертационной работы Казакбаева В.М. позволяет: экспериментальное определение рабочих характеристик и класса энергоэффективности электродвигателей, в соответствии с МЭК-60034-2 и МЭК-60034-30; повышение точности расчета рабочих характеристик СРД при проектировании; возможность оценки экономической целесообразности применения СРД в целевом приложении.

Технический директор ООО «ЭМАШ»,
к.т.н.

В.А. Дмитриевский





Министерство образования и науки Российской Федерации.
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования «Уральский федеральный
университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина» (УрФУ)
УРАЛЬСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (УралЭНИИ)
ул. С.Ковалевской, 5, Екатеринбург, 620002
тел./факс.: (343) 375-48-51
e-mail: ural-enin@mail.ru, turbine66@mail.ru

УТВЕРЖДАЮ

Директор энергетического института

ФГАОУ ВПО «Уральский федеральный
университет имени Б.Н. Ельцина»



С.Ф. Сарапулов

об использовании в учебном процессе результатов исследований, полученных
в диссертационной работе В.М. Казакбаева

Настоящий акт свидетельствует об использовании результатов диссертационной работы Казакбаева В.М. на тему «Разработка высокоэффективного синхронного реактивного двигателя», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, при проведении различных видов учебных занятий на кафедрах «Электрические машины» и «Электротехника и электротехнологические системы» энергетического института Уральского федерального университета.

Для сопровождения учебного процесса использовались алгоритмы и методики расчета, а также экспериментальная установка для определения рабочих характеристик электродвигателей и опытный образец синхронного реактивного двигателя, созданные при непосредственном участии В.М. Казакбаева.

По результатам этих исследовательских работ опубликовано 6 статей и докладов на конференциях с участием студентов.

Зав. Кафедрой «Электротехника и
электротехнологические системы»
УрФУ, доц., д.т.н.

В.Э. Фризен

Зав. Кафедрой «Электрические машины»
УрФУ, проф., д.т.н.

А.Т. Пластун