

0- 789572

На правах рукописи

Макаров Валерий Геннадьевич



**АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
С ОПТИМАЛЬНЫМИ РЕЖИМАМИ РАБОТЫ
ПО КРИТЕРИЮ ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЯ**

Специальность 05.09.03 – Электротехнические
комплексы и системы

АВТОРЕФЕРАТ
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук

Казань – 2011

Работа выполнена на кафедре электропривода и электротехники
ФГБОУ ВПО «Казанский национальный исследовательский
технологический университет», г. Казань

Научный консультант: доктор технических наук, профессор
Афанасьев Анатолий Юрьевич

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Онищенко Георгий Борисович

доктор технических наук, доцент
Дмитриев Владимир Николаевич

доктор технических наук, профессор
Федотов Александр Иванович

Ведущая организация: ЗАО «НИИтурбокомпрессор
им. В. Б. Шнеппа», г. Казань

Защита состоится « 14 » октября 2011 г. в 12 час. 00 мин. на
заседании диссертационного совета Д 212.079.06 при Казанском
государственном техническом университете им. А. Н. Туполева по
адресу: г. Казань, ул. Толстого, 15 (3-е учебное здание), ауд. 216.

С диссертацией можно ознакомиться в научной библиотеке КГТУ
им. А. Н. Туполева по адресу: г. Казань, ул. К. Маркса, 10.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенных печатью
учреждения, просим направлять по адресу: 420111, г. Казань,
ул. К. Маркса, 10, КГТУ им. А. Н. Туполева, ученому секретарю
диссертационного совета Д 212.079.06.

Автореферат разослан « 22 » августа 20

НАУЧНАЯ БИБЛИОТЕКА КГУ



0000685966

Ученый секретарь диссертационного
совета Д 212.079.06

к. т. н., доцент

А. В. Бердников

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. На современном этапе развития науки и техники системы электропривода прочно занимают лидирующее положение среди приводных устройств и обеспечивают бесперебойную и надежную работу технологических механизмов во многих отраслях промышленности и специальной техники.

В качестве приводного двигателя наибольшее распространение находит асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором. Современный асинхронный электропривод реализуется на базе силовой полупроводниковой техники с применением микропроцессорного управления. Его возможности позволяют организовать регулирование выходных координат привода в широком диапазоне, с высокой точностью и быстродействием. Однако даже в составе частотно-регулируемого электропривода не всегда обеспечиваются режимы работы с максимальными энергетическими показателями.

В настоящее время повышение энергоэффективности работы оборудования выдвигается на первый план развития национальной экономики. Затраты на мероприятия по экономии 1 кВт мощности обходятся в 4 – 5 раз дешевле стоимости вновь вводимого оборудования такой же мощности. Экономия 1 кВт·час при потреблении электрической энергии приводит к экономии 3 кВт·час первичной энергии природных ресурсов. Асинхронные двигатели преобразуют до 40 % вырабатываемой в РФ электроэнергии – около 400 ТВт·час в год. АД при полной нагрузке в течение года преобразует объем электроэнергии, стоимость которой в 6 – 8 раз выше стоимости самого АД. Так при КПД асинхронного двигателя 90 % за год в нем выделяются потери энергии стоимостью до 60 – 80 % самого АД. Создаем, выпуском и внедрением АД с повышенным КПД классов *EFF1*, *EFF2*, *EFF3*, *Premium* занимаются ведущие фирмы развитых стран мира. Использование энергоэффективных АД и их эксплуатация с минимальным потреблением энергии позволит сэкономить в РФ до 6 ТВт·час в год или более 12 млрд. руб. Таким образом, повышение эффективности работы асинхронных электроприводов электромеханических систем и эксплуатация их в энергосберегающих режимах являются чрезвычайно актуальными.

В создание и развитие теории систем асинхронного электропривода значительный вклад внесли выдающиеся российские и зарубежные ученые – А. А. Булгаков, А. Ю. Афанасьев, И. Я. Браславский, В. Н. Бродовский, А. Б. Виноградов, Т. А. Глазенко, В. Л. Грузов, П. Е. Данилов, В. А. Дартау, Л. Х. Дацковский, З. Ш. Ишматов, В. Г. Каширских, А. Е. Козярук, В. И. Ключев, Г. Б. Онищенко, О. И. Осипов, Л. П. Петров, А. Д. Поздеев, В. Н. Поляков, В. В. Рудаков, Ю. А. Сабинин, А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов, А. С. Сарваров, О. В. Слежановский, М. М. Соколов, Г. Г. Соколовский, И. М. Столяр, А. А. Суптель, В. М. Терехов, В. Н. Хрисанов, В. А. Шубенко, Р. Т. Шрейнер, И. И. Эпштейн, G. M. Asher, F. Blaschke, W. Floter, J. Holtz, W. Leonard, T. A. Lipo, D. W. Novotny и многие другие.

Однако ряд проблем остается нерешенным.

Одной из задач теоретического исследования является повышение точности математического описания АД с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали. При построении математической модели АД с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали целесообразно использовать теорию обобщенной электрической машины (ОЭМ).

Широко распространено управление АД с напряжением питания, пропорциональным его частоте. Такое управление является малоэкономичным, поскольку не учитывается требуемый электромагнитный момент. При малом моменте поддерживать магнитный поток на уровне номинального неэкономично.

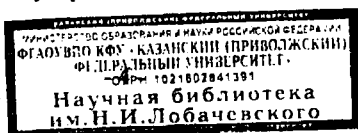
Для построения высокоэффективных с точки зрения энергосбережения частотно-регулируемых асинхронных электроприводов необходимо использовать теорию оптимального управления токами АД по критерию минимума мощности потерь или максимума КПД.

Для эффективного управления асинхронным двигателем, работающим в составе частотно-регулируемого электропривода, необходимо знать текущие значения его параметров – таких как активные сопротивления и индуктивности фаз обмоток статора и ротора, взаимная индуктивность, суммарный момент инерции подвижных частей и статический момент. Перечисленные параметры в процессе функционирования электропривода могут изменяться в силу многих причин, например, таких, как нагрев и охлаждение обмоток, изменение состояния магнитной цепи и др. Таким образом, для реализации более точных алгоритмов управления, обеспечивающих эффективное энерго- и ресурсосбережение, необходима оценка (идентификация) перечисленных параметров в режиме нормального функционирования электропривода.

Асинхронный электропривод с векторным управлением является наиболее совершенным, однако алгоритмы векторного управления в большинстве случаев не учитывают насыщение магнитопровода и не обеспечивают оптимальных режимов работы.

В связи с этим ставится цель и возникает актуальная проблема, решаемая в диссертации.

Работа выполнена в соответствии с государственной программой Российской Федерации «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года»; Республиканской программой «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности в Республике Татарстан на 2006 – 2010 годы»; Республиканской программой «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности в Республике Татарстан на 2010 – 2015 годы и на перспективу до 2020 года»; направлением «Энергетика и энергосбережение», включенным в приоритетные направления развития науки, технологий и техники (Пр. № 842 от 21.05.2006 г.) и планом фундаментальных научных исследований ГОУ ВПО «Казанский государственный технологический университет».



Цель работы – создание асинхронных электроприводов с повышенными энергетическими показателями путем оптимального управления токами двигателя по критерию энергосбережения при создании требуемого электромагнитного момента.

Проблема научного исследования. Разработка методологии синтеза и анализа энергосберегающих асинхронных электроприводов общепромышленного назначения, включающая теоретическое обобщение, разработку структур, алгоритмов управления, функциональных схем и расчетных соотношений.

Для достижения цели в диссертации поставлены и решены следующие задачи:

1. Анализ функциональных схем и характеристик существующих электроприводов на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, алгоритмов управления, современных методов синтеза и анализа, на основе которого сформулированы подлежащие решению задачи и намечены общие пути их решения.

2. Разработка гипотетической физической модели ОЭМ на основе трехфазного АД с сохранением основных параметров реальной машины.

3. Разработка математической модели АД с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали и компьютерное.

4. Разработка алгоритмов оптимального частотно-токового управления асинхронным электроприводом по критерию минимума суммарных потерь в двигателе с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали, а также векторного управления с учетом насыщения магнитопровода.

5. Анализ системных свойств (управляемости, наблюдаемости и чувствительности) асинхронного электропривода.

6. Разработка алгоритмов и устройств идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода в режиме нормального функционирования.

Методы исследований.

При решении поставленных задач использовались аналитические методы теории электромеханических систем, теории обобщенных электрических машин, линейной алгебры и дифференциальных уравнений, численные методы решения систем алгебраических и дифференциальных уравнений, математического программирования, квадратической интерполяции, градиентный метод поиска минимума функции, метод функций Ляпунова анализа устойчивости, компьютерное моделирование и экспериментальное исследование.

Достоверность полученных результатов обеспечена адекватностью и корректностью применения в работе теоретических положений и методов и подтверждается результатами сравнения компьютерного моделирования с экспериментальными данными.

Научная новизна.

В работе осуществлено теоретическое обобщение и решение научной проблемы создания методологии синтеза и анализа асинхронных электроприводов с оптимальным частотно-токовым управлением по критерию энергосбережения.

В процессе исследований получены следующие новые научные результаты, выносимые на защиту:

1. Концепция построения асинхронного электропривода электромеханических систем с промежуточным сигналом, пропорциональным требуемому моменту, с использованием доступной информации о параметрах асинхронного двигателя и нагрузки. Сформулирован основной принцип оптимального частотно-токового управления асинхронным электроприводом электромеханических систем, заключающийся в получении требуемого момента по критерию энергосбережения.

2. Методика преобразования уравнений линейной математической модели трехфазного АД в фазных координатных осях к системе координат d, q , позволяющая создать гипотетическую физическую модель ОЭМ и допускающая применение традиционных методик проектирования.

3. Методика учета насыщения магнитопровода и потерь в стали в математической модели ОЭМ на основе трехфазного АД с помощью теории трансформатора и введением эквивалентных обмоток потерь в стали, позволяющая повысить точность расчетов при моделировании.

4. Методика решения задачи оптимального частотно-токового управления асинхронными электроприводами, позволяющая учесть насыщение магнитопровода и потери в стали, по критерию минимума мощности потерь в обмотках и сердечниках двигателя, а также методика векторного управления, позволяющая учесть насыщение магнитопровода. Проведен синтез систем частотно-токового управления с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали, а также векторного управления с учетом насыщения магнитопровода.

5. На основании анализа системных свойств разомкнутого асинхронного электропривода с силовым полупроводниковым преобразователем установлено, что данный электропривод обладает свойством полной управляемости; показано, что порядок управляемости дает качественную оценку динамики переменных состояния электропривода; существует возможность наблюдать токи короткозамкнутого ротора на основании измеряемых напряжений и токов фаз статора; получены уравнения функций чувствительности по параметрам электропривода, позволяющие оценить влияние отклонений параметров на процессы и характеристики асинхронного электропривода.

6. Методика идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода с использованием непрерывного градиентного метода поиска минимума определенно положительных функций от невязок уравнений электропривода, обеспечивающая адаптацию управляющих устройств к изменяющимся условиям функционирования.

Практическая значимость работы.

1. Алгоритмы поиска оптимальных по критерию энергосбережения токов асинхронного двигателя, создающих требуемый электромагнитный момент.

2. Функциональная схема асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением, позволяющая осуществлять оптимальное управление токами по критерию минимума суммарной мощности потерь в обмотках и сердечниках двигателя для получения требуемого электромагнитного момента.

3. Функциональная схема асинхронного электропривода с устройством наблюдения токов короткозамкнутого ротора, применение которого позволяет осуществлять идентификацию параметров и реализовать эффективные алгоритмы частотного регулирования скорости, включая алгоритмы оптимального частотно-токового управления.

4. Алгоритмы и функциональные схемы устройств идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода, осуществляющих идентификацию в режиме нормального функционирования.

5. Функциональная схема системы векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода двигателя.

6. Программы по моделированию процессов электромеханического преобразования энергии; оптимальному управлению токами; исследованию управляемости, наблюдаемости и чувствительности; идентификации параметров и процессов и векторному управлению асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода двигателя.

Реализация результатов. Алгоритмы идентификации и оптимального частотно-токового управления внедрены в ГАУ «Центр энергосберегающих технологий Республики Татарстан» (г. Казань), алгоритмы оптимального частотно-токового управления – в ОАО «ТатНИИнефтемаш» (г. Казань) и ЗАО «Производственная компания «Завод транспортного электрооборудования» (г. Набережные Челны), алгоритмы и устройства идентификации – в ОАО «Нижнекамскшина» (г. Нижнекамск).

Технические решения защищены 1 патентом РФ на изобретение.

Апробация работы. Основные положения и результаты докладывались и обсуждались на IX и X Международных симпозиумах «Энергоресурсоэффективность и энергосбережение» (г. Казань, 2008 г., 2009 г.), I и II Всероссийских научно-технических конференциях «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий» (г. Уфа, 2007 г., 2009 г.), IV Международной научно-практической конференции «Наука и практика: проблемы, идеи, инновации» (г. Чистополь, 2009 г.), Всероссийской научно-практической конференции «Инновации и высокие технологии XXI века» (г. Нижнекамск, 2009 г.), XXI и XXIII Всероссийских межвузовских научно-технических конференциях «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»

(г. Казань, 2009 г, 2011 г.), Международной научно-технической конференции «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии» (г. Тольятти, 2009 г.), V Международной научно-технической конференции «Прогрессивные технологии в современном машиностроении» (г. Пенза, 2009 г.), Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Повышение эффективности электрического хозяйства потребителей в условиях ресурсных ограничений» (г. Москва, 2009 г.), Международной научно-практической конференции «Энергосбережение, электромагнитная совместимость и качество в электрических системах» (г. Пенза, 2010 г.), Всероссийской научно-практической конференции «Проблемы перехода к устойчивому развитию монопрофильных городов» (г. Нижнекамск, 2010 г.), IV Всероссийской научно-практической конференции «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» (г. Новокузнецк, 2010 г.), XI Всероссийской научно-практической конференции «Федоровские чтения» (г. Москва, 2010 г.).

Публикации по работе. Результаты работы опубликованы в 54 печатных работах. В том числе 1 монография, 18 статей в изданиях из перечня ВАК РФ, 13 статей в других изданиях, 21 доклад и тезис конференций, 1 патент РФ на изобретение.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, восьми глав, заключения, одного приложения, списка использованных источников из 177 наименований. Объем работы – 411 с. машинописного текста, 26 таблиц, 188 рисунков.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение содержит обоснование актуальности проблемы, цель и задачи исследования, основные научные положения и результаты, выносимые на защиту, краткое изложение диссертации по главам.

В первой главе проведен анализ технического уровня, алгоритмов функционирования, структурных и функциональных схем асинхронных электроприводов, современных методов их синтеза и анализа, на основе которого сформулированы подлежащие решению задачи и намечены пути их решения.

На основании проведенного анализа составлена обобщенная структурная схема современного асинхронного электропривода электромеханических систем, приведенная на рис. 1.

В схеме на рис. 1 ротор АД через передаточное устройство (ПУ) механически связан с объектом управления (ОУ). АД и ОУ связаны с информационным устройством (ИУ), в состав которого могут входить датчики фазных токов и напряжений, магнитного потока, угловой скорости ω и угла поворота α ротора. По каналам обратной связи сигналы текущего угла поворота α , угловой скорости ω , компоненты векторов фазных токов статора \vec{I}_1 и ос-

новного потокосцепления $\bar{\Psi}_0$ поступают на входы устройства управления (УУ) и вычислительного устройства (ВУ). На вход УУ поступают задающие воздействия – требуемый угол поворота α^0 и требуемая угловая скорость ротора ω^0 , а на выходе формируется сигнал задания требуемого электромагнитного момента M_3^0 , который должен создать двигатель. На основе этого сигнала и текущих значений ω , а также компонент векторов \bar{I}_1 и $\bar{\Psi}_0$ ВУ формирует сигналы задания компонент векторов фазных напряжений \bar{U}_1^0 или токов статора \bar{I}_1^0 . Эти сигналы поступают на входы силового полупроводникового преобразователя (СПП), который формирует компоненты векторов фазных напряжений \bar{U}_1 или токов \bar{I}_1 статора. Управление угловой скоростью ротора и углом поворота ОУ осуществляется с помощью регулирования электромагнитного момента M_3 согласно уравнениям движения электропривода.

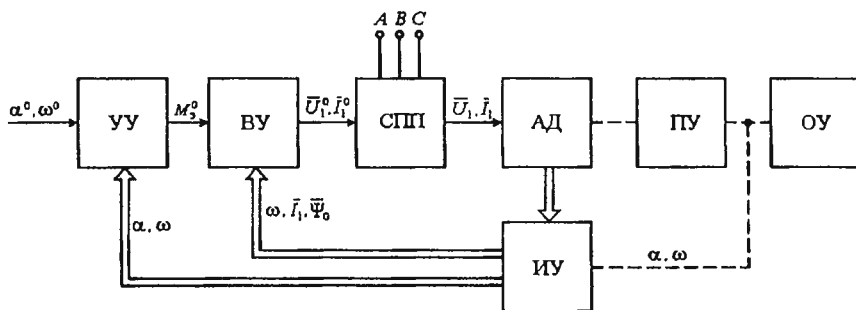


Рис. 1. Обобщенная структурная схема асинхронного электропривода электромеханических систем

Математические модели АД являются основой для исследования процессов электромеханического преобразования энергии и приобретают особую значимость при разработке энергосберегающих алгоритмов управления асинхронного электропривода. При этом широко используется преобразование координат и математическое описание ОЭМ. Существуют различные варианты преобразования координат, некоторые из них выполняются формально без сохранения физического смысла.

Целесообразно осуществлять преобразование координат так, чтобы сохранить амплитуду результирующей МДС и величину магнитного потока, приходящегося на один полюс, а также эффективное число витков фаз обмоток. Подобный подход позволит при аппроксимации кривой намагничивания учитывать насыщение магнитопровода АД и строить более точные мате-

математические модели, а также разрабатывать более эффективные с точки зрения энергосбережения алгоритмы управления частотно-регулируемого электропривода с АД.

Проведенный анализ показал, что существующие методики учета насыщения магнитопровода и потерь в стали являются достаточно сложными, что ограничивает их практическое применение. В связи с этим *возникает необходимость разработки математических моделей АД с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали*. Основным путем решения данной задачи является применение теории многообмоточного трансформатора, с точки зрения которой магнитный поток каждой фазы можно представить состоящим из двух составляющих – проекции вектора основного магнитного потока на ось фазы и магнитного потока рассеяния. При этом насыщение магнитопровода следует учитывать введением в математическую модель элемента, описываемого кривой намагничивания, а потери в стали статора и ротора – введением эквивалентных обмоток.

При переходе к ОЭМ значительное внимание уделяется вопросам преобразования координат, созданию математических моделей и их анализу. Однако вопросы анализа конструктивных свойств ОЭМ с целью создания ее гипотетической физической модели не рассматривались.

Целесообразно установить соотношения между величинами и параметрами ОЭМ и трехфазного асинхронного двигателя при сохранении амплитуды результирующей МДС и величины магнитного потока, приходящегося на один полюс, а также эффективного числа витков фаз обмоток.

Необходимо сформулировать и решить задачу оптимального частотно-токового управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали двигателя при заданных значениях требуемого электромагнитного момента и известной частоте вращения ротора. В качестве критерия оптимизации целесообразно выбирать минимум мощности потерь в обмотках и сердечниках.

Целесообразно провести анализ системных свойств асинхронного электропривода, на основании которого могут быть решены следующие вопросы:

1) анализ управляемости разомкнутой системы СПП – АД, в результате которого можно установить порядок управляемости каждой из фазовых координат электропривода;

2) наблюдение токов короткозамкнутого ротора на основании информации о напряжениях и токах фаз статора АД, полученной путем непосредственного измерения этих величин;

3) анализ чувствительности разомкнутой системы СПП – АД, на основании которого можно записать выражения функций чувствительности и разработать структуру устройства генерации функций чувствительности.

Для эффективного управления АД, работающим в составе частотно-регулируемого электропривода, необходимо знать текущие значения параметров схемы замещения фазы и нагрузки. Перечисленные параметры в процессе функционирования электропривода могут изменяться в силу многих

причин, поэтому для реализации более точных алгоритмов управления, обеспечивающих эффективное энерго- и ресурсосбережение, необходима оценка (идентификация) перечисленных параметров.

Актуальной является задача разработки алгоритмов идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода. Для ее решения наиболее целесообразно использовать непрерывный градиентный метод поиска минимума определенно положительных функций от невязок уравнений электропривода.

Традиционно принцип действия систем векторного управления асинхронными электроприводами основывается на предположениях об отсутствии насыщения магнитопровода, стабильности параметров двигателя во времени и точном соответствии параметров модели параметрам двигателя. Однако перечисленные допущения приводят к расхождениям между реальными параметрами и неизменными параметрами модели, не позволяя в полной мере использовать возможности векторного управления.

Поэтому для систем векторного управления асинхронным электроприводом актуальной является разработка методологии построения системы управления с учетом насыщения магнитопровода по критерию энергосбережения. При учете насыщения магнитопровода целесообразна ориентация оси d ОЭМ по пространственному вектору основного магнитного потока, а для управления по критерию энергосбережения необходимо реализовать оптимальные зависимости потокосцепления от требуемого электромагнитного момента.

Во второй главе проведен анализ точности математической модели АД в фазных координатных осях при традиционных допущениях, рассмотрены вопросы применения теории ОЭМ к трехфазному АД, разработана гипотетическая физическая модель ОЭМ на основе трехфазного АД.

С помощью компьютерного моделирования и экспериментального исследования на примере двигателя АИР80А6У2 установлено, что введение допущений об отсутствии насыщения магнитопровода и потерь в стали не обеспечивает высокой точности расчетов, поскольку при моделировании процессов прямого пуска максимальная относительная погрешность по фазному току статора достигает 13,2 %, по мгновенной потребляемой мощности – 12,14 %, а по частоте вращения – 8,84 %. В установившемся режиме имеем следующие значения максимальных относительных погрешностей соответственно: 9,14 %; 2,13 % и 0,31 %. Серии электрических машин проектируются с применением теории подобия, поэтому полученные результаты анализа точности математической модели АД могут быть обобщены для данной серии.

Переход от трехфазного АД к ОЭМ неразрывно связан с преобразованием координат. Система координат d, q на рис. 2 вращается относительно системы координат статора A_1, B_1, C_1 с угловой скоростью ω_1 , а относительно вращающейся с угловой скоростью ω системы координат ротора A_2, B_2, C_2 – с угловой скоростью скольжения $\omega_2 = \omega_1 - \omega$. Ось d находится

под углом α_1 к оси A_1 , угол между осью d и осью A_2 обозначен как угол скольжения $\alpha_2 = \alpha_1 - \alpha$. Здесь и далее угловые скорости измеряются в эл. рад/с, а углы поворота – в эл. рад.

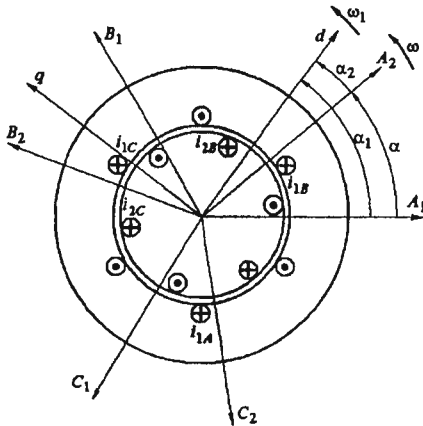


Рис. 2. Пространственная модель трехфазного АД

Переход от системы координат A_1, B_1, C_1 к системе координат d, q осуществляется с помощью матриц преобразования токов $[C_{1i}]$ и напряжений $[C_{1u}]$ статора.

Матрица $[C_{1i}]$ выбрана исходя из следующих принципов:

1) эффективное число витков фазы обмотки ОЭМ равно эффективному числу витков w_3 фазы обмотки трехфазной машины;

2) результирующая МДС, создаваемая двухфазной обмоткой обобщенной машины, равна первой пространственной гармонике результирующей МДС, создаваемой обмоткой трехфазной машины;

3) ток нулевой последовательности ОЭМ определяется как ток в нейтральном проводе асинхронной машины.

Матрица $[C_{1u}]$ выбирается исходя из принципа инвариантности мгновенной мощности.

Преобразования токов и напряжений обмотки статора имеют вид:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{10} \end{bmatrix} = [C_{1i}] \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}; [C_{1i}] = \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos(\alpha_1 - 2\pi/3) & \cos(\alpha_1 + 2\pi/3) \\ -\sin \alpha_1 & -\sin(\alpha_1 - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_1 + 2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \\ u_{10} \end{bmatrix} = [C_{1u}] \begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}; [C_{1u}] = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} \cos \alpha_1 & \cos(\alpha_1 - 2\pi/3) & \cos(\alpha_1 + 2\pi/3) \\ -\sin \alpha_1 & -\sin(\alpha_1 - 2\pi/3) & -\sin(\alpha_1 + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Матрицы преобразования токов $[C_{2i}]$ и напряжений $[C_{2u}]$ ротора могут быть записаны на основе матриц $[C_{1i}]$, $[C_{1u}]$ путем замены α_1 на α_2 .

Обратные матрицы преобразования имеют вид

$$[C_{1i}]^{-1} = [C_{1u}]^T; [C_{1u}]^{-1} = [C_{1i}]^T; [C_{2i}]^{-1} = [C_{2u}]^T; [C_{2u}]^{-1} = [C_{2i}]^T.$$

При записи уравнений трехфазного АД в осях d, q преобразованию подлежат не только токи и напряжения, но и активные сопротивления, индук-

тивности фаз статора, а также взаимные индуктивности. Соотношения между параметрами и величинами обмотки статора трехфазного АД и параметрами ОЭМ сведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование параметров и величин обобщенной электрической машины	Обозначение	Соотношение с параметрами и величинами трехфазной машины
Активное сопротивление фазы	$R_1 = R_{1d} = R_{1q}$	$R_1 = \frac{2}{3} R_{1\tau}$
Индуктивность фазы от потока рассеяния	$L_{1\sigma} = L_{1d\sigma} = L_{1q\sigma}$	$L_{1\sigma} = \frac{2}{3} L_{1\sigma\tau}$
Индуктивность фазы	$L_1 = L_{1d} = L_{1q}$	$L_1 = \frac{2}{3} L_{1\sigma\tau} + M_m$
Активное сопротивление фазы нулевой последовательности	R_{10}	$R_{10} = \frac{1}{3} R_{1\tau}$
Индуктивность фазы нулевой последовательности	L_{10}	$L_{10} = \frac{1}{3} L_{1\sigma\tau}$
Величина вектора напряжения статора	U_1^0	$U_1^0 = U_1 \sqrt{2} = U_{1m}$
Величина вектора тока статора	I_1^0	$I_1^0 = \frac{3}{2} I_1 \sqrt{2} = \frac{3}{2} I_{1m}$

Здесь индексом τ обозначены параметры трехфазного АД, а индексом σ – индуктивности от потоков рассеяния, M_m – взаимная индуктивность, равная индуктивности фазы от основного магнитного потока.

Аналогичные соотношения справедливы для обмотки ротора.

Преобразование координат позволило получить систему уравнений ОЭМ

$$\begin{cases} u_{1d} = R_1 i_{1d} + L_1 \frac{di_{1d}}{dt} + M_m \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_1 (L_1 i_{1q} + M_m i_{2q}) \\ u_{1q} = R_1 i_{1q} + L_1 \frac{di_{1q}}{dt} + M_m \frac{di_{2q}}{dt} + \omega_1 (L_1 i_{1d} + M_m i_{2d}) \\ 0 = R_2 i_{2d} + L_2 \frac{di_{2d}}{dt} + M_m \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_2 (L_2 i_{2q} + M_m i_{1q}) \\ 0 = R_2 i_{2q} + L_2 \frac{di_{2q}}{dt} + M_m \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_2 (L_2 i_{2d} + M_m i_{1d}) \\ M_3 = p_n M_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) \\ J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = p_n (M_3 - M_c) \end{cases} \quad (3)$$

где $u_{1d}, u_{1q}, i_{1d}, i_{1q}$ – напряжения и токи фаз обмотки статора; i_{2d}, i_{2q} – токи фаз обмотки ротора; M_s, M_c – электромагнитный и статический момент АД; p_n – число пар полюсов АД; J_Σ – суммарный момент инерции.

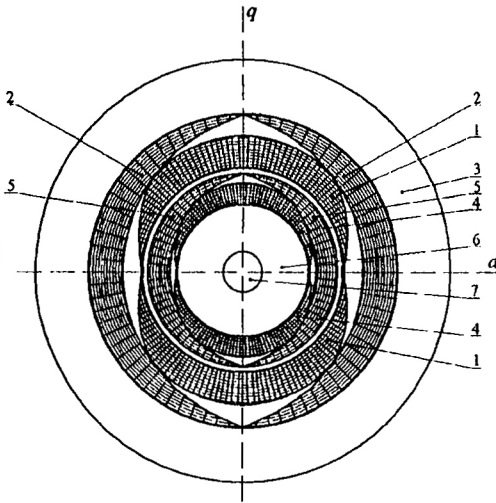


Рис. 3. Поперечный разрез ОЭМ:

- 1, 2 – фазы d, q синусной обмотки статора;
 3 – спинка статора; 4, 5 – фазы d, q синусной обмотки ротора; 6 – спинка ротора; 7 – вал

Установлено, что у ОЭМ в p_n раз увеличиваются: МДС, приходящаяся на один полюс; высота обмоток статора и ротора; магнитное сопротивление воздушного зазора; воздушный зазор и геометрическая угловая скорость ротора. При этом в p_n раз уменьшаются: диаметр машины по средней линии воздушного зазора и электромагнитный момент. Неизменными остаются плотности тока обмоток, объемы меди статора и алюминия ротора, электрические потери в обмотках и высоты спинок статора и ротора.

На рис. 3 показан поперечный разрез гипотетического ОЭМ.

В третьей главе разработана математическая модель АД с учетом насыщения и потерь в стали и проведен анализ ее точности.

Для учета насыщения магнитопровода считаем, что амплитуда результирующей МДС связана с основным магнитным потоком нелинейной зависимостью – кривой намагничивания $\Phi = f(F)$, которая задается выражением:

$$\Phi = bF - c\sqrt{(F - F^0)^2 + a^2} + c\sqrt{(F^0)^2 + a^2},$$

где a, b, c, F^0 – эмпирические константы.

Согласно теории трансформатора предполагается, что магнитный поток, сцепленный с каждой фазой обмотки, состоит из двух слагаемых. Первое – это проекция вектора основного магнитного потока, создаваемого результирующей МДС, на ось фазы, а второе – магнитный поток рассеяния, пропорциональный соответствующему току.

Для учета потерь в стали статора и ротора в модель АД введены трехфазные эквивалентные обмотки потерь (рис. 4 а), активные сопротивления фаз которых определены по формулам

$$\tilde{R}_{1\tau} = 3 \frac{E_1^2}{P_{01}} = 3 \frac{(4,44 f_1 k_{061} w_1 \Phi)^2}{P_{01}}; \quad \tilde{R}_{2\tau} = 3 \frac{E_2^2}{P_{02}} = 3 \frac{(4,44 f_1 s k_{061} w_1 \Phi)^2}{P_{02}}, \quad (4)$$

где E_1 – действующее значение ЭДС фазы обмотки статора; E_2 – приведенное к статору действующее значение ЭДС фазы обмотки ротора; P_{01} , P_{02} – мощности потерь в стали статора и ротора; f_1 – частота напряжения статора; k_{061} , w_1 – обмоточный коэффициент и число витков фазы обмотки статора; Φ – основной магнитный поток; s – скольжение.

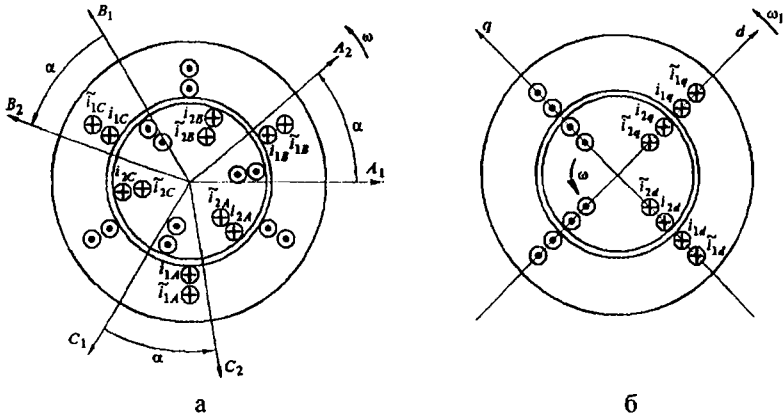


Рис. 4. Пространственные модели с учетом потерь в стали: а – трехфазного АД; б – обобщенной электрической машины

Потери в стали складываются из потерь на гистерезис, пропорциональных частоте, и потерь на вихревые токи, пропорциональных квадрату частоты. Преобразование (4) позволило получить:

$$\tilde{R}_{1\tau} = \frac{a_1 f_1}{b_1 f_1 + c_1}; \quad \tilde{R}_{2\tau} = \frac{a_2 f_2}{b_2 f_2 + c_2},$$

где f_2 – частота ЭДС ротора.

Преобразование координат применительно к эквивалентным обмоткам потерь в стали осуществляется с помощью матриц (1), (2), поэтому для них справедливы соотношения, аналогичные приведенным в табл. 1. Пространственная модель ОЭМ с эквивалентными обмотками потерь в стали показана на рис. 4 б.

Система уравнений ОЭМ с учетом потерь в стали будет иметь вид:

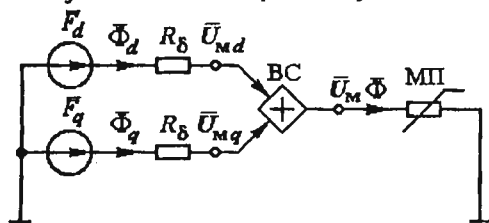
$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_{1d} = R_1 i_{1d} + w_3 \frac{d\Phi_d}{dt} + L_{1\sigma} \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_1 (w_3 \Phi_q + L_{1\sigma} i_{1q}) \\
 u_{1q} = R_1 i_{1q} + w_3 \frac{d\Phi_q}{dt} + L_{1\sigma} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_1 (w_3 \Phi_d + L_{1\sigma} i_{1d}) \\
 0 = R_2 i_{2d} + w_3 \frac{d\Phi_d}{dt} + L_{2\sigma} \frac{di_{2d}}{dt} - \omega_2 (w_3 \Phi_q + L_{2\sigma} i_{2q}) \\
 0 = R_2 i_{2q} + w_3 \frac{d\Phi_q}{dt} + L_{2\sigma} \frac{di_{2q}}{dt} + \omega_2 (w_3 \Phi_d + L_{2\sigma} i_{2d}) \\
 0 = \tilde{R}_1 \tilde{i}_{1d} + w_3 \frac{d\tilde{\Phi}_d}{dt} + \tilde{L}_{1\sigma} \frac{d\tilde{i}_{1d}}{dt} - \omega_1 (w_3 \tilde{\Phi}_q + \tilde{L}_{1\sigma} \tilde{i}_{1q}) \\
 0 = \tilde{R}_1 \tilde{i}_{1q} + w_3 \frac{d\tilde{\Phi}_q}{dt} + \tilde{L}_{1\sigma} \frac{d\tilde{i}_{1q}}{dt} + \omega_1 (w_3 \tilde{\Phi}_d + \tilde{L}_{1\sigma} \tilde{i}_{1d}) \\
 0 = \tilde{R}_2 \tilde{i}_{2d} + w_3 \frac{d\tilde{\Phi}_d}{dt} + \tilde{L}_{2\sigma} \frac{d\tilde{i}_{2d}}{dt} - \omega_2 (w_3 \tilde{\Phi}_q + \tilde{L}_{2\sigma} \tilde{i}_{2q}) \\
 0 = \tilde{R}_2 \tilde{i}_{2q} + w_3 \frac{d\tilde{\Phi}_q}{dt} + \tilde{L}_{2\sigma} \frac{d\tilde{i}_{2q}}{dt} + \omega_2 (w_3 \tilde{\Phi}_d + \tilde{L}_{2\sigma} \tilde{i}_{2d}) \\
 M_3 = p_n w_3 (\Phi_d (i_{1q} + \tilde{i}_{1q}) - \Phi_q (i_{1d} + \tilde{i}_{1d})) \\
 J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = p_n (M_3 - M_c)
 \end{array} \right. \quad (5)$$

где Φ_d, Φ_q – составляющие основного магнитного потока по осям d и q ; индексом \sim обозначены величины и параметры эквивалентных обмоток потерь в стали.

По продольной и поперечной осям (на один воздушный зазор) действуют МДС, амплитуды которых определяются равенствами:

$$F_d = \frac{1}{2} w_s (i_{1d} + i_{2d} + \tilde{i}_{1d} + \tilde{i}_{2d}); \quad F_q = \frac{1}{2} w_s (i_{1q} + i_{2q} + \tilde{i}_{1q} + \tilde{i}_{2q}), \quad (6)$$

где w_s – число витков фазы синусoidal обмотки статора или ротора ОЭМ.



BC – векторный сумматор;
МП – магнитопровод

Рис. 5. Схема замещения магнитной цепи обобщенной электрической машины

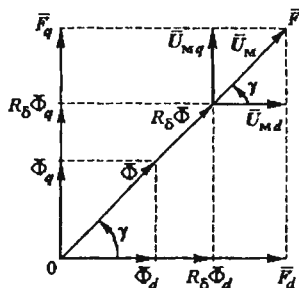


Рис. 6. Пространственная векторная диаграмма МДС и магнитных потоков

По схеме замещения магнитной цепи ОЭМ на рис. 5 записаны уравнения относительно МДС и основного магнитного потока. Пространственная векторная диаграмма МДС и магнитных потоков показана на рис. 6.

Введены статическая Λ_c и дифференциальная Λ_d магнитные проводимости, приходящиеся на один воздушный зазор:

$$\Lambda_c = \frac{\Phi}{F}; \quad \Lambda_d = \frac{d\Phi}{dF}. \quad (7)$$

При этом Λ_d учитывает изменение длины вектора $\bar{\Phi}$, а Λ_c – изменение вектора $\bar{\Phi}$ при его вращении с сохранением длины. Величины Λ_d и Λ_c учитывают магнитные сопротивления воздушного зазора и магнитопровода.

По векторной диаграмме (рис. 6) с учетом (6), (7) записаны уравнения:

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = (\Lambda_c \sin^2 \gamma + \Lambda_d \cos^2 \gamma) F_d + \frac{\sin 2\gamma}{2} (\Lambda_d - \Lambda_c) F_q; \quad (8)$$

$$\frac{d\Phi_q}{dt} = \frac{\sin 2\gamma}{2} (\Lambda_d - \Lambda_c) F_d + (\Lambda_c \cos^2 \gamma + \Lambda_d \sin^2 \gamma) F_q. \quad (9)$$

Выполнив преобразования с уравнениями системы (5) и дополнив их уравнениями (8), (9), получим токи фаз обмоток и магнитные потоки ОЭМ. С помощью преобразования координат переходим к токам трехфазного АД.

На примере двигателя АИР80А6У2 установлено, что при моделировании процессов прямого пуска с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали максимальная относительная погрешность по фазному току статора снизилась до 1,42 %, по мгновенной потребляемой мощности – до 1,89 %, а по частоте вращения – до 0,33 %. В установившемся режиме также наблюдается снижение максимальных относительных погрешностей до следующих значений соответственно: 0,13 %, 0,08 % и 0,02 %.

В четвертой главе решены вопросы оптимального частотно-токового управления асинхронными электроприводами электромеханических систем в квазистационарном режиме по критерию энергосбережения.

Решение задачи оптимального управления токами производилось при заданных значениях M_3^0 для трех вариантов математического описания АД:

- 1) без учета насыщения магнитопровода и потерь в стали (вариант 1);
- 2) без учета насыщения магнитопровода с учетом потерь в стали (вариант 2);
- 3) с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали (вариант 3).

Для всех трех вариантов математического описания АД требуется определить токи фаз обмоток ОЭМ, создающие M_3^0 , и угловую скорость скольжения ω_2 при минимальных потерях в обмотках и в стали.

Требуемое значение электромагнитного момента и критерий оптимизации для каждого из перечисленных выше вариантов математического описания АД определяются выражениями соответственно:

$$1) M_3 = p_n M_m (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) = M_3^0; \quad \Delta P = R_1 (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) + R_2 (i_{2d}^2 + i_{2q}^2) \Rightarrow \min_{\omega_2};$$

$$2) M_3 = p_n M_m \left[(i_{1q} + \tilde{i}_{1q})(i_{2d} + \tilde{i}_{2d}) - (i_{1d} + \tilde{i}_{1d})(i_{2q} + \tilde{i}_{2q}) \right] = M_3^0;$$

$$\Delta P = R_1 (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) + R_2 (i_{2d}^2 + i_{2q}^2) + \tilde{R}_1 (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2) + \tilde{R}_2 (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \Rightarrow \min_{\omega_2};$$

$$3) M_3 = p_n \omega_3 (\Phi_d(i_{1q} + \tilde{i}_{1q}) - \Phi_q(i_{1d} + \tilde{i}_{1d})) = M_3^0;$$

$$\Delta P = R_1 (i_{1d}^2 + i_{1q}^2) + R_2 (i_{2d}^2 + i_{2q}^2) + \tilde{R}_1 (\tilde{i}_{1d}^2 + \tilde{i}_{1q}^2) + \tilde{R}_2 (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \Rightarrow \min_{\omega_2}.$$

Решение задачи оптимального частотно-токового управления асинхронных электроприводами без учета насыщения магнитопровода и потерь в стали двигателя аналитическими методами позволило получить выражение оптимальной угловой скорости скольжения и соотношение между величинами токов и параметрами фаз обмоток статора и ротора ОЭМ

$$\omega_2^0 = \sqrt{\frac{R_1 R_2^2}{R_1 L_2^2 + R_2 M_m^2}}; \quad \frac{I_{1m}}{I_{2m}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} + 2 \frac{L_2^2}{M_m^2}}.$$

Численное решение задачи оптимального управления токами АД типа АИР80А6У2 с использованием перечисленных ранее трех вариантов математического описания позволило получить зависимости удельной мощности потерь от ω_2 (рис. 7), зависимости $\eta = f(\omega_2)$ (рис. 8), а также оптимальные зависимости $\omega_2^0 = f(\omega)$, $\omega_1 = f(\omega)$ (рис. 9) и $I_1 = f(\omega)$ (рис. 10).

Кривые на рис. 7, рис. 8 отмечены цифрами от 1 до 5 и получены при фиксированных значениях угловой скорости ротора ω от 60 эл. рад/с до 300 эл. рад/с с шагом 60 эл. рад/с при значении M_3^0 , равном номинальному. Зависимости удельной мощности потерь от ω_2 и зависимости $\eta = f(\omega_2)$ являются унимодальными функциями.

Из рис. 7 видно, что при использовании варианта 1 удельная мощность потерь от ω_2 не зависит, поскольку кривые 1 – 5 семейства ① совпадают. Из рис. 8 а видно, что с увеличением ω КПД возрастает. Минимум удельной мощности потерь, отмеченный на рис. 7 черной точкой, и максимумы КПД, отмеченные на рис. 8 а белыми кружками, наблюдаются при оптимальной угловой скорости скольжения ω_2^0 .

При использовании варианта 2 получаем кривые удельной мощности потерь 1 – 5 семейства ②. В данном случае с увеличением ω возрастает удель-

ная мощность потерь, уменьшается КПД, а точка экстремума, отмеченная белым кружком, смещается в сторону увеличения ω_2 . Зависимости $\eta = f(\omega_2)$ на рис. 8 б показывают, что при ω_2 , равной нулю, КПД не равен нулю, т.е. АД имеет электромагнитный момент, обусловленный остаточным магнетизмом. Это характерно для гистерезисных двигателей.

Из рис. 7 видно, что для варианта 3 наблюдается более плотное расположение зависимостей удельной мощности потерь от ω_2 (семейство ③). Из рис. 8 в видно, что при учете насыщения магнитопровода и потерь в стали работа АД в области значений ω_2 от 0 эл. рад/с до 10 эл. рад/с не эффективна, поскольку КПД близок к нулю. Это объясняется тем, что для создания номинального электромагнитного момента при малых значениях ω_2 необходимо создавать весьма значительный магнитный поток, вызывающий насыщение магнитопровода АД.

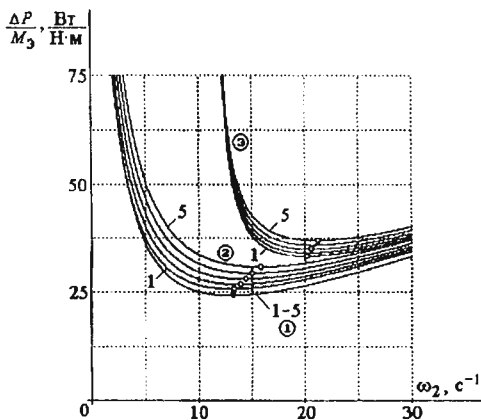


Рис. 7. Зависимости удельной мощности потерь от угловой скорости скольжения

Сравнительный анализ кривых 1 и 5 на рис. 8 а и рис. 8 в показал, что при использовании варианта 3 значения КПД при ω_2^0 (рис. 8 а) отличаются на 19,58 % и 35,92 % соответственно. При этом оптимальная угловая скорость скольжения увеличилась в 1,66 и 1,55 раза соответственно.

На рис. 8 черным цветом отмечена точка номинального режима согласно паспортным данным двигателя АИР80А6У2. Видно, что наиболее близкими к этой точке по оптимальной угловой скорости скольжения являются кривые, соответствующие варианту 3. Это также подтверждает достоверность предложенных методик учета насыщения магнитопровода и потерь в стали АД.

На рис. 9 а, б цифрами 1 и 3 отмечены зависимости $\omega_1 = f(\omega)$ и $\omega_2^0 = f(\omega)$ при $M_3^0 > 0$, а цифрами 2 и 4 — эти же зависимости при $M_3^0 < 0$. На рис. 9 в и рис. 10 кривые отмечены цифрами от 1 до 5 и получены при значениях M_3^0 от 0,25 до 1,25 номинального значения с шагом 0,25 от номинального значения. Очевидно, что для вариантов 1 и 2 ω_2^0 от величины M_3^0 не зависит, а для варианта 3 имеем семейство зависимостей $\omega_2^0 = f(\omega)$.

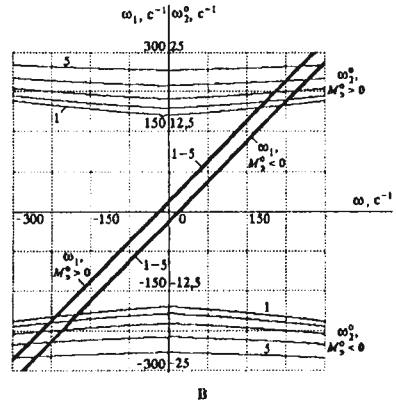
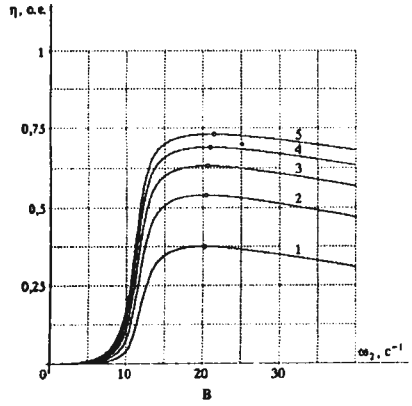
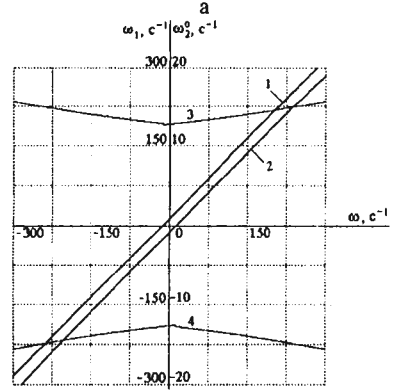
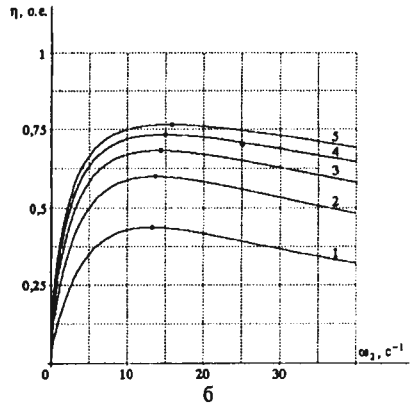
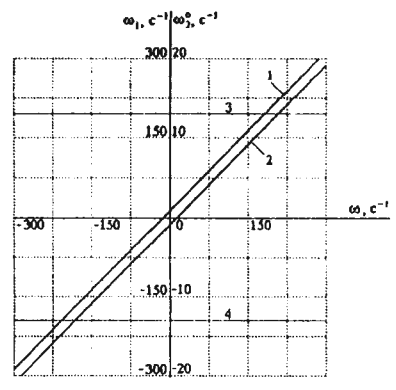
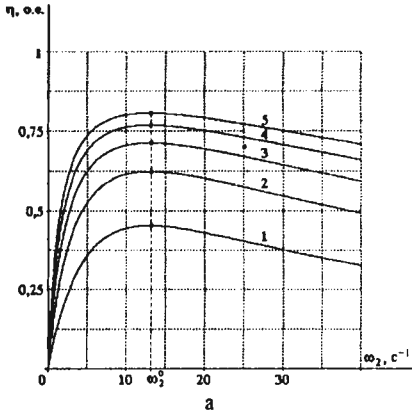


Рис. 8. Зависимости $\eta = f(\omega_2)$

Рис. 9. Оптимальные зависимости $\omega_2^0 = f(\omega)$, $\omega_1 = f(\omega)$

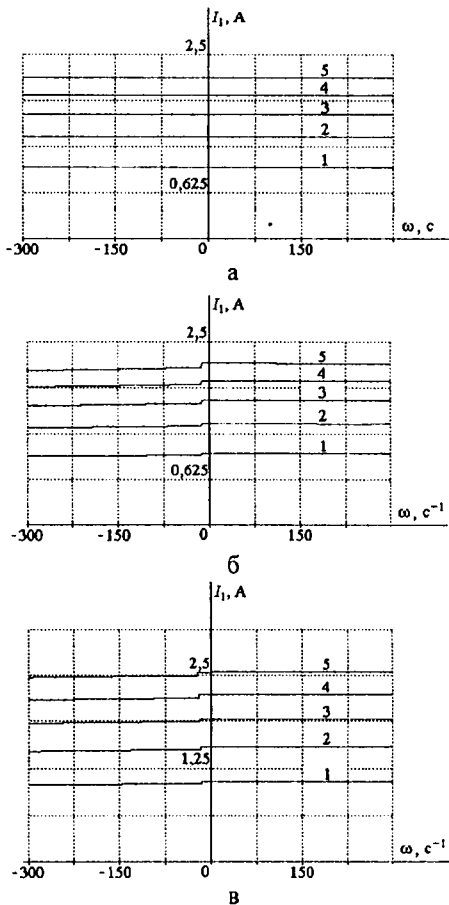


Рис. 10. Оптимальные зависимости $I_1 = f(\omega)$

Проведено исследование влияния температуры обмоток и сердечников статора и ротора на оптимальные зависимости. Температура обмоток и сердечников принималась равной 20°C , 75°C и 120°C . Установлено, что наиболее существенное влияние оказывает нагрев обмотки ротора, нагрев обмотки и сердечника статора не оказывают существенного влияния, а нагрев сердечника ротора не влияет. Влияние температуры обмотки ротора проявляется в том, что при ее увеличении возрастают ω_2^0 , ω_1 и U_1 .

Проведен синтез системы оптимального частотно-токового управления асинхронного электропривода с минимальными потерями энергии в двигателе (рис. 11).

Результаты численного решения задачи оптимального управления токами АД при использовании вариантов 1 – 3 приводятся на рис. 10 а – в в виде зависимостей $I_1 = f(\omega)$.

Зависимости $\omega_2^0 = f(\omega)$, $\omega_1 = f(\omega)$ и $I_1 = f(\omega)$, полученные с помощью вариантов 1 – 3, достаточно близки при малых величинах магнитного потока, соответствующих диапазону изменения M_3^0 от нуля до 0,25 номинального значения. При дальнейшем увеличении M_3^0 наблюдаются значительные расхождения перечисленных зависимостей и значений, что объясняется влиянием нелинейности кривой намагничивания, учитываемом в варианте 3.

Оптимальные зависимости $I_1 = f(\omega)$ на рис. 10 б, в имеют разрывы первого рода на той угловой скорости ω , где зависимость $\omega_1 = f(\omega)$ меняет знак. Данное явление обусловлено влиянием потерь в стали.

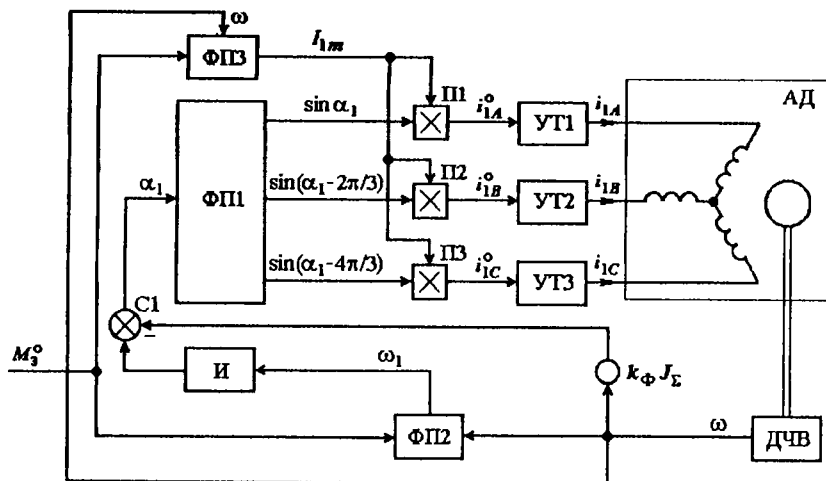


Рис. 11. Функциональная схема асинхронного электропривода с оптимальным частотно-токовым управлением

Электропривод выполнен на основе АД с трехфазной обмоткой статора и короткозамкнутым ротором, который механически связан с датчиком частоты вращения ротора (ДЧВ), сумматор С1, функциональные преобразователи (ФП1 – ФП3), умножители Π1 – Π3, интегратор И и усилители тока УТ1 – УТ3. ФП2 и ФП3 реализуют зависимости $\omega_2^0 = f_2(\omega, M_3^0)$ и $I_{1m} = f_1(\omega, M_3^0)$, приведенные на рис. 9 и на рис. 10 в. Токи фаз статора быстро принимают требуемые значения благодаря отрицательной обратной связи по току в усилителях тока. Однако токи фаз ротора меняются согласно их естественным постоянным времени. В результате установление требуемого значения момента затягивается. Форсирование процесса управления обеспечивают равен-

$$\text{ства: } \omega_1 = \omega + \omega_2^0 + k_\phi (M_3^0 - M_3); \alpha_1(t) = \int_0^t (\omega + \omega_2^0 + k_\phi M_3^0) dt - k_\phi J_\Sigma \omega(t).$$

Предложено использовать полученные результаты в системах векторного управления асинхронными электроприводами путем формирования сигнала задания потокосцепления ротора Ψ_2^0 в виде зависимостей $\Psi_2^0 = f(M_3^0, \omega)$.

В пятой главе проведен анализ таких системных свойств асинхронного электропривода как управляемость, наблюдаемость и чувствительность.

Для анализа управляемости трехфазного АД использовано математическое описание ОЭМ при традиционных для систем векторного управления скоростью АД преобразованиях. При этом уравнения АД в отклонениях от базовых значений при $M_c = \text{const}$ имеют вид:

$$\begin{aligned}
\frac{d\delta i_{1d}}{dt} &= -\frac{R_3}{L_3} \delta i_{1d} + \left(\omega_0 + \frac{R_2 M_m i_{1q0}}{L_2 \Psi_{20}} \right) \delta i_{1q} + \\
&+ \left(\frac{R_2 M_m}{L_2^2 L_3} + \frac{R_2 M_m i_{1q0}^2}{L_2 \Psi_{20}^2} \right) \delta \Psi_2 + i_{1q0} \delta \omega + \frac{\delta u_{1d}}{L_3}; \\
\frac{d\delta i_{1q}}{dt} &= -\left(\omega_0 + \frac{R_2 M_m i_{1q0}}{L_2 \Psi_{20}} \right) \delta i_{1d} - \left(\frac{R_2 M_m i_{1d0}}{L_2 \Psi_{20}} + \frac{R_3}{L_3} \right) \delta i_{1q} - \\
&- \left(\frac{R_2 M_m i_{1d0} i_{1q0}}{L_2 \Psi_{20}^2} + \frac{M_m \omega_0}{L_3 L_2} \right) \delta \Psi_2 - \left(i_{1d0} + \frac{M_m}{L_3 L_2} \Psi_{20} \right) \delta \omega + \frac{\delta u_{1q}}{L_3}; \\
\frac{d\delta \Psi_2}{dt} &= \frac{R_2 M_m}{L_2} \delta i_{1d} - \frac{R_2}{L_2} \delta \Psi_2; \\
\frac{d\delta \omega}{dt} &= \frac{p_n M_m \Psi_{20}}{J_\Sigma L_2} \delta i_{1q} + \frac{p_n M_m i_{1q0}}{J_\Sigma L_2} \delta \Psi_2,
\end{aligned} \tag{10}$$

где R_3 , L_3 – эквивалентные активное сопротивление и индуктивность фазы обмотки статора; индексом o обозначены базовые значения величин; буквой δ обозначены отклонения величин от базовых значений.

На основании системы (10), порядок которой равен четырем, записаны матрицы системы $[A]$ и входа $[B]$, позволяющие сформировать матрицу управляемости $[M_y] = [B, AB, A^2 B, A^3 B]$ размерностью 4×8 . Анализ матрицы управляемости показал, что ее левая часть размерностью 4×4 может быть преобразована к диагональной матрице, строки и столбцы которой будут линейно независимыми. Это позволяет при анализе управляемости АД правую часть матрицы $[M_y]$ уже не рассматривать. Определитель левой части $[M_y]$ отличен от нуля, а ее ранг равен порядку системы (10). Поэтому АД обладает свойством полной управляемости.

Анализ управляемости СПП проведен на основании его математического описания в осях d, q , представленного уравнениями

$$T \frac{du_{1d}}{dt} + u_{1d} - \omega_1 T u_{1q} = k u_{1d}^{\text{BX}}; \quad T \frac{du_{1q}}{dt} + u_{1q} + \omega_1 T u_{1d} = k u_{1q}^{\text{BX}}, \tag{11}$$

где u_{1d}^{BX} , u_{1q}^{BX} – входные напряжения фаз СПП; k , T – коэффициент передачи и постоянная времени СПП.

Анализ матрицы управляемости СПП, записанной на основании (11), показал, что СПП обладает свойством полной управляемости. Следовательно, разомкнутая система СПП – АД обладает свойством полной управляемости.

Предложено использовать понятие «порядок управляемости», который при нулевых начальных условиях и входных напряжениях, изменяющихся по закону единичной функции, совпадает с младшей степенью разложения законов изменения фазовых координат электропривода в ряд Маклорена.

С целью анализа управляемости разомкнутой системы СПП – АД проведено компьютерное моделирование переходных процессов при скачкообразном изменении отклонений фазных напряжений δu_{1d} , δu_{1q} . Установлено, что разомкнутая система СПП – АД по напряжениям фаз статора имеет первый порядок управляемости, по токам статора и электромагнитному моменту – второй, по потокосцеплению ротора и частоте вращения ротора – третий, а по углу поворота ротора – четвертый.

С использованием (3) проведен анализ наблюдаемости токов короткозамкнутого ротора, которые не подлежат непосредственному измерению. После преобразований, получены следующие выражения токов ротора:

$$i_{2d} = \frac{a\dot{i}'_{1d} - b\dot{i}'_{1q} + c\dot{i}_{1d} - f\dot{i}_{1q} + g u_{1d} - h u_{1q}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}; \quad i_{2q} = \frac{b\dot{i}'_{1d} + a\dot{i}'_{1q} + f\dot{i}_{1d} + c\dot{i}_{1q} + h u_{1d} + g u_{1q}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2},$$

где a, b, c, f, g, h – коэффициенты, зависящие от параметров фаз обмоток статора, ротора и угловой скорости ротора ω .

При наличии информации о параметрах схемы замещения фазы АД и угловой скорости ротора ω можем наблюдать токи короткозамкнутого ротора на основании информации о напряжениях фаз статора u_{1d} , u_{1q} , токах фаз статора i_{1d} , i_{1q} и их производных \dot{i}'_{1d} , \dot{i}'_{1q} . Токи и напряжения фаз статора, а также угловая скорость ротора могут быть измерены непосредственно.

Проведено компьютерное моделирование, подтвердившее высокую точность наблюдения токов ротора и возможность практического применения предлагаемой методики. Предложена функциональная схема асинхронного электропривода с устройством наблюдения токов ротора, применение которого позволяет осуществлять идентификацию параметров трехфазного АД и реализовать алгоритмы управления частотно-регулируемого электропривода с АД, включая векторное управление, без датчиков магнитного поля.

С помощью функций чувствительности проведен анализ чувствительности асинхронного электропривода. При этом математическое описание разомкнутой системы СПП – АД представлено традиционными для систем векторного управления уравнениями ОЭМ при $M_c = 0$ и системой (11).

Предположив, что входные сигналы u_{1d}^{BX} , u_{1q}^{BX} изменяются при $t \geq 0$ по известным законам $u_{1d0}^{BX}(t)$, $u_{1q0}^{BX}(t)$, при фиксированных начальных условиях $u_{1d}(0) = u_{1d}^0$, $u_{1q}(0) = u_{1q}^0$, $i_{1d}(0) = i_{1d}^0$, $i_{1q}(0) = i_{1q}^0$, $\Psi_2(0) = \Psi_2^0$, $\omega(0) = \omega^0$ по-

лучим базовое решение системы $u_{1d} = u_{1d0}(t)$, $u_{1q} = u_{1q0}(t)$, $i_{1d} = i_{1d0}(t)$, $i_{1q} = i_{1q0}(t)$, $\Psi_2(0) = \Psi_{20}$, $\omega = \omega_0(t)$, $\omega_1 = \omega_{10}(t)$, $\omega_2 = \omega_{20}(t)$. Записаны уравнения системы СПП – АД в вариациях, позволившие найти системы уравнений относительно функций чувствительности v_{1d} , v_{1q} , j_{1d} , j_{1q} , p_2 , w , w_1 , w_2 , т.е. частных производных от u_{1d} , u_{1q} , i_{1d} , i_{1q} , Ψ_2 , ω , ω_1 , ω_2 по параметрам k , T , R_1 , L_1 , R_2 , L_2 , M_m и J_Σ . Предложена структура устройства генерации функций чувствительности разомкнутого асинхронного электропривода, позволяющих оценить влияние отклонений параметров на процессы и характеристики электропривода.

В шестой главе разработаны алгоритмы, структурные и функциональные схемы устройств идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода, проведено компьютерное моделирование процессов идентификации, дана оценка устойчивости процессов идентификации.

Идентификация непрерывным градиентным методом предполагает выбор одной или нескольких определенно-положительных функций от невязок уравнений электропривода и изменение оценок параметров со скоростями, пропорциональными частным производным от этих функций по параметрам.

Идентификация параметров асинхронного электропривода. Условимся, что все параметры в (3) имеют истинные значения R_{10} , R_{20} , L_{10} , L_{20} , M_{m0} , $J_{\Sigma 0}$ и M_{c0} . Оценки параметров обозначим R_1 , R_2 , L_1 , L_2 , M_m , J_Σ и M_c . Реальные оценки в произвольный момент времени отличаются от истинных значений. В связи с этим появляются отклонения Δu_{1d} , Δu_{1q} , Δu_{2d} , Δu_{2q} , ΔM , именуемые невязками. Введены функции невязок

$$V_{u_1} = \frac{1}{2} \left[(\Delta u_{1d})^2 + (\Delta u_{1q})^2 \right]; \quad V_{u_2} = \frac{1}{2} \left[(\Delta u_{2d})^2 + (\Delta u_{2q})^2 \right]; \quad V_M = \frac{1}{2} (\Delta M)^2.$$

Невязки в процессе идентификации должны стремиться к нулю, а функции невязок должны быть минимизированы.

Скорости изменения оценок параметров определяются согласно непрерывному градиентному методу поиска минимума функции:

$$\begin{aligned} \frac{dR_1}{dt} &= -\mu R_1 \frac{\partial V_{u_1}}{\partial R_1}; & \frac{dR_2}{dt} &= -\mu R_2 \frac{\partial V_{u_2}}{\partial R_2}; & \frac{dL_1}{dt} &= -\mu L_1 \frac{\partial V_{u_1}}{\partial L_1}; \\ \frac{dL_2}{dt} &= -\mu L_2 \frac{\partial V_{u_2}}{\partial L_2}; & \frac{dM_m}{dt} &= -\mu M_m \left[\frac{\partial V_{u_1}}{\partial M_m} + \frac{\partial V_{u_2}}{\partial M_m} + \lambda \frac{\partial V_M}{\partial M_m} \right]; \\ \frac{dJ_\Sigma}{dt} &= -\mu J_\Sigma \frac{\partial V_M}{\partial J_\Sigma}; & \frac{dM_c}{dt} &= -\mu M_c \frac{\partial V_M}{\partial M_c}, \end{aligned}$$

где $\mu_{R_1}, \mu_{L_1}, \mu_{R_2}, \mu_{L_2}, \mu_{M_m}, \mu_{J_\Sigma}, \mu_M$ – положительные коэффициенты, определяющие скорости изменения оценок параметров; λ – весовой коэффициент, определяющий относительное влияние V_{u_1}, V_{u_2}, V_M .

Разработана структурная схема устройства идентификации параметров асинхронного электропривода [54], предназначенного для работы в режиме нормального функционирования (рис. 12).

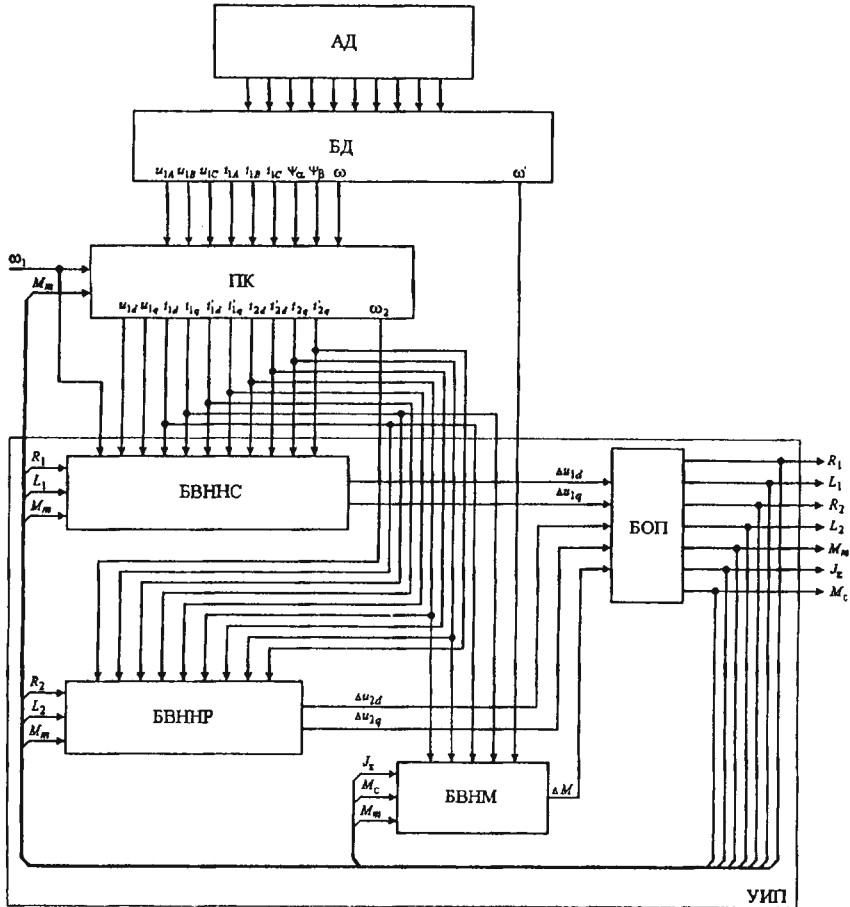


Рис. 12. Структурная схема устройства идентификации параметров асинхронного электропривода

Совместно с устройством идентификации параметров (УИП) используется блок датчиков (БД) и преобразователь координат (ПК). БД, подключенный

к АД, содержит в своем составе датчики фазных напряжений и токов статора, датчики Холла, установленные по расточке статора в ортогональных осях, датчик частоты вращения и датчик углового ускорения. Датчики Холла устанавливаются в связи с необходимостью восстанавливать информацию о токах короткозамкнутого ротора i_{2d} , i_{2q} , для расчета которых используется сигнал оценки M_m , подаваемый на ПК.

Устройство идентификации параметров содержит в своем составе блоки вычисления невязок напряжений статора (БВННС), вычисления невязок напряжений ротора (БВННР), вычисления невязки момента (БВНМ) и блок оценок параметров (БОП).

Проведено компьютерное моделирование процессов идентификации параметров АД при начальном отклонении оценок всех параметров от истинных значений на 50 % и 75 %. Установлено, что при этом длительность процессов идентификации составляет 170 с и 280 с, а максимальная относительная погрешность – 0,32 % и 0,24 % соответственно.

На рис. 13 представлены фазовые траектории изображающих точек на плоскостях R_1 , L_1 и R_2 , L_2 при идентификации параметров с шестью различными начальными точками. Изображающие точки совершают характерные колебания, приближаясь к точке истинных значений параметров А.

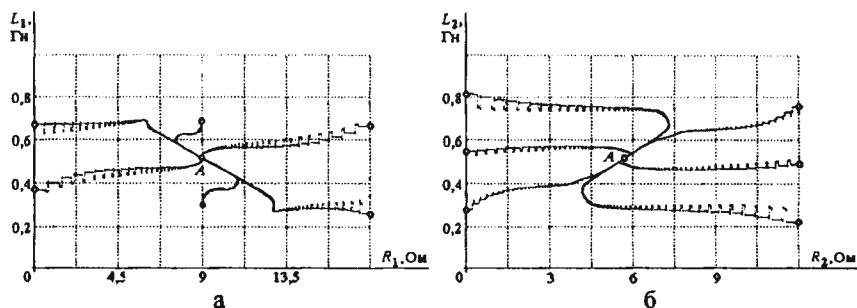


Рис. 13. Фазовые траектории изображающих точек:
а – на плоскости R_1 , L_1 ; б – на плоскости R_2 , L_2

Недостатком данной схемы УИП является необходимость применения АД с встроенными датчиками Холла, увеличивающими его стоимость. Поэтому возникает задача идентификации токов короткозамкнутого ротора (задача идентификации процессов), которая должна решаться параллельно с задачей идентификации параметров.

Идентификация параметров и процессов асинхронного электропривода. Идентификацию токов ротора осуществляем, выразив из уравнений системы (3) производные этих токов. При этом оценки процессов условимся обозначать i_{2d} , i_{2q} , а истинные значения процессов – i_{2d0} , i_{2q0} . Когда оценки и

истинные значения не совпадают – появляются отклонения Δu_{1d} , Δu_{1q} , ΔM , именуемые невязками. Введены функции невязок:

$$V_{u1} = \frac{1}{2} \left[(\Delta u_{1d})^2 + (\Delta u_{1q})^2 \right] \text{ и } V_M = \frac{1}{2} (\Delta M)^2.$$

Традиционно приведение параметров ротора АД к статору осуществляется при равенстве числа витков фаз обмоток статора w_1 и ротора w_2 . При этом индуктивности от основного потока статора и ротора равны, а индуктивности фаз статора и ротора от потоков рассеяния различны. При идентификации необходимо оценивать пять параметров схемы замещения фазы АД: R_1 , L_1 , R_2 , L_2 , M_m и параметры нагрузки J_Σ , M_c , поэтому общее количество идентифицируемых параметров равно семи.

Предлагается осуществлять приведение параметров ротора АД к статору, обеспечивая равенство индуктивностей L_1 и L_2 . При этом количество параметров схемы замещения фазы АД сокращается до четырех. Общее количество идентифицируемых параметров с учетом J_Σ и M_c равно шести.

Скорости изменения оценок параметров определяются согласно непрерывному градиентному методу поиска минимума функции:

$$\begin{aligned} \frac{dR_1}{dt} &= -\mu_{R_1} \frac{\partial V_{u1}}{\partial R_1}; & \frac{dR_2}{dt} &= -\mu_{R_2} \frac{\partial V_{u1}}{\partial R_2}; & \frac{dL_1}{dt} &= \frac{dL_2}{dt} = -\mu_L \frac{\partial V_{u1}}{\partial L_1}; \\ \frac{dM_m}{dt} &= -\mu_{M_m} \left[\frac{\partial V_{u1}}{\partial M_m} + \lambda \frac{\partial V_M}{\partial M_m} \right]; & \frac{dJ_\Sigma}{dt} &= -\mu_{J_\Sigma} \frac{\partial V_M}{\partial J_\Sigma}; & \frac{dM_c}{dt} &= -\mu_{M_c} \frac{\partial V_M}{\partial M_c}. \end{aligned}$$

Идентификация токов ротора производится на основании решения дифференциальных уравнений, записанных согласно непрерывному градиентному методу поиска минимума функции

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2d} - M_m \frac{di_{1d}}{dt} + \omega_2 (L_2 i_{2q} + M_m i_{1q})}{L_2} - \mu_I \frac{\partial V_{u1}}{\partial i_{2d}}; \quad (12)$$

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{-R_2 i_{2q} - M_m \frac{di_{1q}}{dt} - \omega_2 (L_2 i_{2d} + M_m i_{1d})}{L_2} - \mu_I \frac{\partial V_{u1}}{\partial i_{2q}}, \quad (13)$$

где μ_I – положительный коэффициент, определяющий коррекцию скорости изменения токов ротора.

Первые слагаемые в уравнениях (12), (13) позволяют определять токи ротора на основании уравнений динамики, а вторые слагаемые учитывают отклонения этих токов от истинных значений.

Разработана структурная схема устройства идентификации параметров и токов ротора асинхронного электропривода, отличающаяся от схемы на рис. 12 тем, что исключен БВННР и введен блок идентификации токов ротора (БИТР). Это позволило исключить датчики Холла и упростить ПК.

Проведено компьютерное моделирование процессов идентификации параметров и токов ротора АД при начальном отклонении оценок всех параметров от истинных значений на 50 % и 75 %. Установлено, что при этом длительность процессов идентификации параметров составляет 22 с и 23 с, а процессов идентификации токов ротора – 12,5 с и 19 с. Максимальная относительная погрешность идентификации параметров не превышает 0,0004 % и 0,19 %, а максимальная относительная погрешность идентификации токов ротора – 0,38 % и 0,46 % соответственно.

Оценка устойчивости процессов идентификации. Проведен качественный анализ устойчивости переходных процессов идентификации с использованием функции Ляпунова. Установлено, что существует определенно положительная функция от фазовых координат, производная которой по времени в силу дифференциальных уравнений движения определена отрицательная. Это обеспечивает асимптотическую устойчивость движения. Установлено, что величина λ не оказывает определяющего влияния на характер процессов идентификации и их устойчивость. Идентификация осуществляется даже при $\lambda = 0$, а сам процесс идентификации продолжает оставаться устойчивым.

В седьмой главе обоснована целесообразность ориентации системы координат по вектору основного магнитного потока, разработаны алгоритм и функциональная схема системы векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода и проведено компьютерное моделирование динамических процессов в этой системе.

Анализ системы уравнений ОЭМ показал, что при учете насыщения магнитопровода АД ориентировать ось d по вектору потокосцепления ротора нецелесообразно, поскольку в этом случае не удастся обеспечить формирование электромагнитного момента пропорционально i_{1q} . Предложено ориентировать ось d по вектору основного магнитного потока. При этом система уравнений АД сформирована на основании (5) без учета потерь в стали.

В основу алгоритма векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода положена идеология построения системы управления в пространстве переменных состояния. При $\bar{\Phi} = \Phi_d = \Phi$ для МДС справедливо $\bar{F} = F_d = F$, следовательно $i_{2q} = -i_{1q}$. Потребуем, чтобы Φ и i_{1q} изменялись во времени по экспоненциальным законам, а сигнал задания тока i_{1q}^0 формировался на основании M_3^0 и величины Φ , тогда

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Phi^0 - \Phi}{T_\Phi}; \quad \frac{di_{1q}}{dt} = \frac{i_{1q}^0 - i_{1q}}{T_i}; \quad i_{1q}^0 = \frac{M_3^0}{p_{11} w_3 \Phi},$$

где T_Φ и T_i – постоянные времени, определяющие скорости изменения магнитного потока и тока i_{1q} , причем $T_\Phi > T_i$.

Значение результирующей МДС и дифференциальную магнитную проводимость определяем на основании зависимостей $F = f(\Phi)$, $\Lambda_d = f(\Phi)$.

После преобразований получены выражения и уравнения

$$i_{2d} = \frac{2F}{w_s} - i_{1d}; \quad \frac{d\Phi}{dt} = \Lambda_d \frac{dF}{dt}; \quad 0 = -R_2 i_{1q} - L_{2\sigma} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_2 (w_3 \Phi + L_{2\sigma} i_{2d});$$

$$\frac{di_{2d}}{dt} = -\frac{1}{L_{2\sigma}} \left(R_2 i_{2d} + w_3 \frac{d\Phi}{dt} + \omega_2 L_{2\sigma} i_{2d} \right); \quad \frac{di_{1d}}{dt} = \frac{1}{\Lambda_d w_s} \frac{d\Phi}{dt} - \frac{di_{2d}}{dt};$$

$$\omega_2 = \frac{R_2 i_{1q} + L_{2\sigma} \frac{di_{1q}}{dt}}{w_3 \Phi + L_{2\sigma} i_{2d}}; \quad u_{1d} = R_1 i_{1d} + L_{1\sigma} \frac{di_{1d}}{dt} + w_3 \frac{d\Phi}{dt} - \omega_1 L_{1\sigma} i_{1q};$$

$$u_{1q} = R_1 i_{1q} + L_{1\sigma} \frac{di_{1q}}{dt} + \omega_1 (w_3 \Phi + L_{1\sigma} i_{1d}).$$

Для реализации алгоритма векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода разработана функциональная схема на рис. 14.

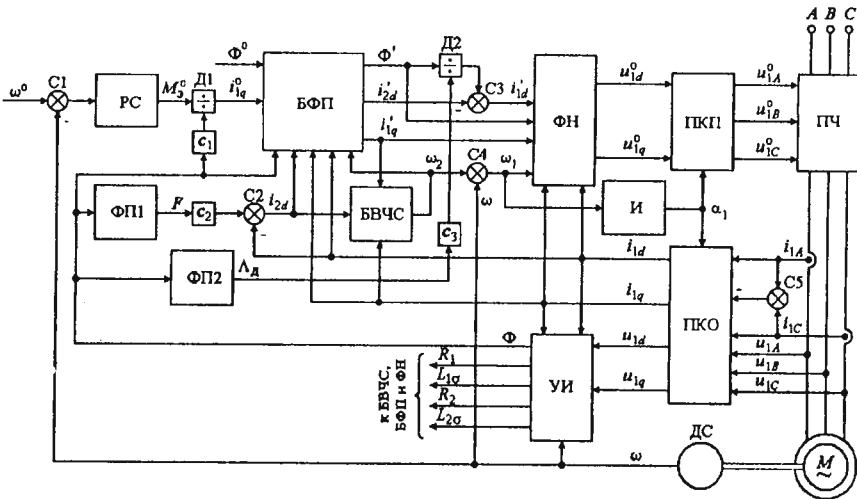


Рис. 14. Функциональная схема асинхронного электропривода с векторным управлением при учете насыщения магнитопровода

В схеме на рис 14 используются: блок вычисления частоты скольжения (БВЧС), блок формирования производных (БФП), интегратор (И), датчик скорости (ДС), преобразователь координат прямого канала (ПКП), преобразователь координат в канале обратной связи (ПКО), преобразователь частоты

(ПЧ), регулятор скорости (РС), устройство идентификации (УИ), функциональные преобразователи (ФП1 и ФП2) и формирователь напряжений (ФН).

Компьютерное моделирование подтвердило работоспособность предложенного алгоритма. Установлено, что система векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода обрабатывает заданный темп изменения основного магнитного потока на всех участках кривой намагничивания.

В восьмой главе приводится теоретическое обоснование эксперимента и описание экспериментальных установок по исследованию асинхронного электропривода, а также результаты компьютерной обработки данных эксперимента по минимизации активной мощности, потребляемой АД.

Силовая часть автономного инвертора ПЧ выполнена на базе интеллектуального силового модуля (IPM) PS22A73 фирмы *Mitsubishi Electric*, система управления которым построена на базе микроконтроллера *dsPIC30F3010*. Исследования проводились с двигателем АИР80А6У2.

По результатам экспериментов для данных, соответствующих фиксированным значениям момента на валу M_2 и угловой скорости ротора ω , методом наименьших квадратов проводилась аппроксимация зависимостей $P_1 = f(\omega_2)$ кубическим полиномом $P_1 = a_0 + a_1\omega_2 + a_2\omega_2^2 + a_3\omega_2^3$, а зависимостей $\omega_2^{\circ} = f(\omega, M_2)$, $I_1 = f(\omega, M_2)$ и $U_1 = f(\omega, M_2)$ – функциями вида: $\omega_2^{\circ} = b_1 + b_2M_2 + b_3\omega + b_4M_2\omega$, $I_1 = c_1 + c_2M_2 + c_3\omega + c_4M_2\omega$, $U_1 = d_1 + d_2M_2 + d_3\omega + d_4M_2\omega$. На рис. 15 приводятся кривые, аппроксимирующие зависимости $P_1 = f(\omega_2)$ при номинальном значении M_2 . Цифрами от 1 до 5 обозначены кривые при изменении ω от 60 эл. рад/с до 300 эл. рад/с с шагом 60 эл. рад/с. Точки минимума зависимостей обозначены кружками белого цвета. Сравнительный анализ значений ω_2° расчетных и экспериментальных зависимостей $P_1 = f(\omega_2)$ показал, что максимальная относительная погрешность при определении ω_2° не превышает 7,8 %.

На рис. 16 – рис. 18 приводятся зависимости $\omega_2^{\circ} = f(M_2)$, $I_1 = f(M_2)$ и $U_1 = f(M_2)$. При этом зависимости 1 и 4 получены при $\omega = 60$ эл. рад/с, 2 и 5 – при $\omega = 180$ эл. рад/с, а 3 и 6 – при $\omega = 300$ эл. рад/с. Зависимости 1 – 3 получены при использовании варианта 1 математического описания АД, а зависимости 4 – 6 – при использовании варианта 3. Экспериментальные точки обозначены черными квадратиками. Очевидно, что на всех иллюстрациях наиболее близко к экспериментальным точкам располагаются зависимости, полученные при использовании варианта 3. Принимая результаты эксперимента за эталон, имеем следующие максимальные значения относительных погрешностей: по ω_2° – 5,15 %; по I_1 – 8,81 %; по U_1 – 8,20 %.

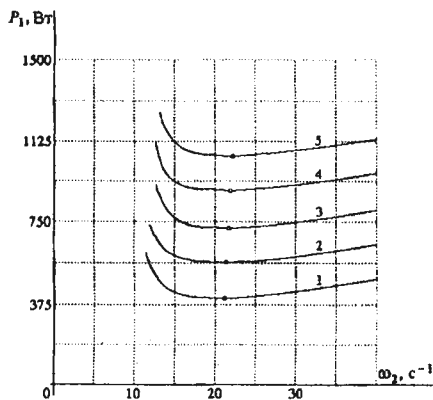


Рис. 15. Аппроксимация зависимостей $P_1 = f(\omega_2)$ при $M_2 = 7,8 \text{ Н}\cdot\text{м}$

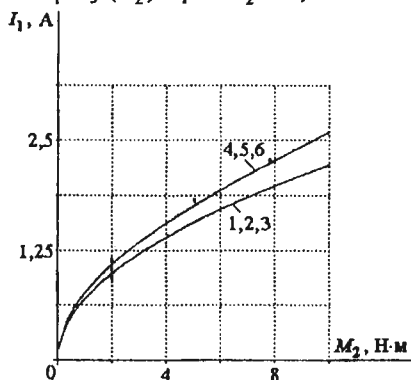


Рис. 17. Зависимости $I_1 = f(M_2)$

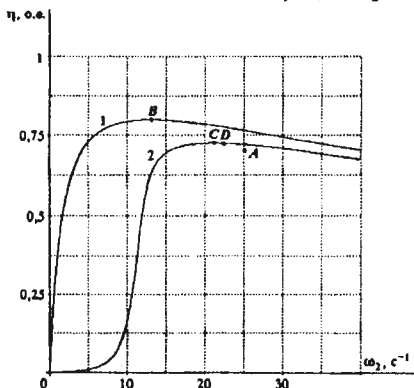


Рис. 19. Зависимости $\eta = f(\omega_2)$

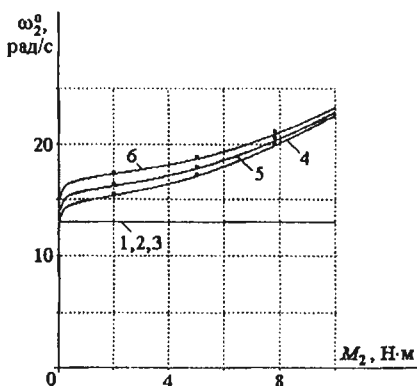


Рис. 16. Зависимости $\omega_2^0 = f(M_2)$

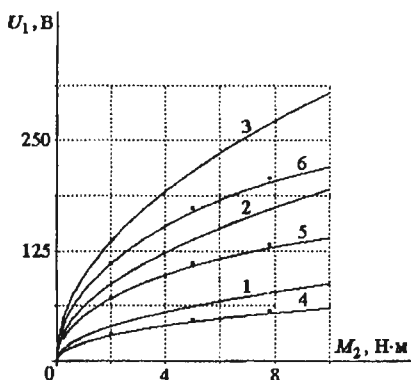


Рис. 18. Зависимости $U_1 = f(M_2)$

Кривые 1 и 2 на рис. 19 получены с помощью вариантов 1 и 3 математического описания АД при номинальном значении ω . По варианту 1 КПД двигателя равен 79,9 % при $\omega_2^0 = 13,5 \text{ эл. рад/с}$ (т. В, кривая 1), а по варианту 3 КПД двигателя равен 72,4 % при $\omega_2^0 = 21,2 \text{ эл. рад/с}$ (т. С, кривая 2). Оптимальное частотно-токовое управление асинхронным электроприводом с двигателем АИР80А6 в ходе эксперимента поз-

волило получить КПД двигателя 72 % при $\omega_2^0 = 22,35$ эл. рад/с (т. D). Согласно паспортным данным двигателя АИР80А6У2 в номинальном режиме КПД составляет 70 % при $\omega_2 = 25,13$ эл. рад/с (т. А). Очевидно, что за счет оптимального частотно-токового управления удалось повысить КПД двигателя при номинальной нагрузке на 2,0 %. При этом экономия электроэнергии, потребляемой одним таким двигателем, может достигать от 87000 кВт·час до 234000 кВт·час в год.

Таким образом, экспериментально подтверждены адекватность и высокая точность математической модели АД с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали, а также эффективность применения методики оптимального частотно-токового управления асинхронным электроприводом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ ПО ДИССЕРТАЦИИ

1. Разработана концепция построения асинхронного электропривода с промежуточным сигналом, пропорциональным требуемому моменту, с использованием доступной информации о параметрах асинхронного двигателя и нагрузки, позволяющая строить энергосберегающие асинхронные электроприводы общепромышленного назначения.

2. Разработана методика преобразования уравнений линейной математической модели трехфазного АД в фазных координатных осях к системе координат d, q , позволяющая создать гипотетическую физическую модель ОЭМ и допускающая применение традиционных методик проектирования.

3. Предложена методика учета насыщения магнитопровода и потерь в стали в математической модели ОЭМ на основе трехфазного АД с помощью теории трансформатора и введением эквивалентных обмоток потерь в стали, позволяющая повысить точность расчетов при моделировании.

4. Предложена методика решения задачи оптимального частотно-токового управления асинхронными электроприводами, позволяющая учесть насыщение магнитопровода и потери в стали, по критерию минимума мощности потерь в обмотках и сердечниках двигателя. Проведен синтез системы частотно-токового управления асинхронного электропривода с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали двигателя.

5. На основании результатов решения задачи оптимального частотно-токового управления асинхронным электроприводом предложена структура системы векторного управления асинхронным электроприводом, позволяющая формировать оптимальное по критерию энергосбережения потокосцепление ротора.

6. На основании анализа системных свойств разомкнутого асинхронного электропривода с силовым полупроводниковым преобразователем установлено, что данный электропривод обладает свойством полной управляемости; показано, что порядок управляемости дает качественную оценку динамики

переменных состояния электропривода; существует возможность наблюдать токи короткозамкнутого ротора на основании измеряемых напряжений и токов фаз статора; получены уравнения функций чувствительности по параметрам электропривода, позволяющие оценить влияние отклонений параметров на процессы и характеристики асинхронного электропривода.

7. Предложена методика идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода непрерывным градиентным методом поиска минимума функции от невязок уравнений электропривода, обеспечивающая адаптацию управляющих устройств к изменяющимся условиям функционирования.

8. Разработана методика учета насыщения магнитопровода в системе векторного управления асинхронным электроприводом, позволяющая наиболее полно реализовать возможности векторного управления. Проведен синтез системы векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода.

9. Разработаны структурные схемы устройства генерации функций чувствительности разомкнутого асинхронного электропривода и асинхронного электропривода с векторным управлением при формировании оптимального потокосцепления ротора, а также функциональные схемы устройств идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода; асинхронного электропривода с устройством наблюдения токов короткозамкнутого ротора; асинхронного электропривода с оптимальным частотно-токовым управлением по критерию энергосбережения с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали; асинхронного электропривода с векторным управлением при учете насыщения магнитопровода. Функциональные схемы сопровождаются расчетными соотношениями и допускают реализацию на серийно выпускаемых элементах.

10. Разработанные алгоритмы поиска оптимальных по критерию энергосбережения токов асинхронного электропривода с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали; оптимального управления токами асинхронного электропривода с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали; идентификации параметров и процессов асинхронного электропривода; анализа управляемости, наблюдаемости, чувствительности асинхронного электропривода; векторного управления асинхронным электроприводом с учетом насыщения магнитопровода позволяют реализовать эффективное энерго- и ресурсосбережение и могут быть применены в широком классе асинхронных электроприводов.

11. Разработаны математические модели асинхронных электроприводов с учетом насыщения магнитопровода и потерь в стали двигателя, позволяющие рассчитать характеристики и проанализировать переходные и установившиеся процессы.

**Основное содержание диссертации
отражено в следующих публикациях
Монография**

1. Макаров В. Г. Асинхронный электропривод с оптимальными режимами работы: монография / В. Г. Макаров. – Казань: Казан. гос. технол. ун-т, 2010. – 300 с.

Статьи в научных изданиях из перечня ВАК РФ

2. Макаров В. Г. Применение теории обобщенной электрической машины к трехфазному асинхронному двигателю / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2009. – № 11 – 12. – С. 84 – 97.

3. Макаров В. Г. Гипотетическая физическая модель обобщенной электрической машины на основе трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2010. – № 1 – 2. – С. 94 – 108.

4. Макаров В. Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2010. – № 3 – 4. – С. 88 – 101.

5. Макаров В. Г. Идентификация параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2010. – № 7 – 8. – С. 101 – 116.

6. Макаров В. Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2010. – № 11 – 12. – С. 115 – 124.

7. Афанасьев А. Ю. Математическая модель трехфазного асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2011. – № 1 – 2. – С. 93 – 100.

8. Макаров В. Г. Оптимальное управление токами трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Известия вузов. Проблемы энергетики. – 2011. – № 3 – 4. – С. 91 – 98.

9. Макаров В. Г. Оценивание параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, Ю. А. Яковлев // Вестник Казанского технологического университета. – 2010. – № 9. – С. 418 – 425.

10. Макаров В. Г. Анализ методов учета нелинейности магнитопровода и потерь в стали в математической модели асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. – 2010. – № 11. – С. 171 – 179.

11. Макаров В. Г. Оптимальное управление токами электрических машин / В. Г. Макаров, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. – 2010. – № 11. – С. 186 – 195.

12. Макаров В. Г. Анализ состояния и перспективы развития работ по идентификации параметров электрических машин / В. Г. Макаров,

Ю. А. Яковлев // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 1. – С. 134 – 144.

13. Макаров В. Г. Управляемость трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 5. – С. 90 – 95.

14. Макаров В. Г. Наблюдаемость трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 5. – С. 104 – 108.

15. Макаров В. Г. Чувствительность трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 5. – С. 112 – 117.

16. Макаров В. Г. Актуальные проблемы асинхронного электропривода и методы их решения / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 6. – С. 79 – 93.

17. Макаров В. Г. Анализ современного состояния теории и практики асинхронного электропривода / В. Г. Макаров // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 6. – С. 109 – 120.

18. Макаров В. Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода / В. Г. Макаров, А. Ю. Афанасьев, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 5. – С. 124 – 131.

19. Макаров В. Г. Анализ точности математической модели трехфазного асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали / В. Г. Макаров, А. Ю. Афанасьев, В. А. Матюшин // Вестник Казанского технологического университета. Т. 14. – 2011. – № 6. – С. 100 – 104.

Статьи в других научных изданиях

20. Афанасьев А. Ю. Применение теории обобщенной машины для асинхронного электродвигателя с учетом нелинейности магнитопровода / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров, Е. В. Тумаева // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2008. – Вып. 15. – С. 40 – 51.

21. Макаров В. Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Электрика. – 2009. – № 10. – С. 32 – 37.

22. Макаров В. Г. Математическая модель асинхронного двигателя с позиций теории обобщенной машины / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2009. – Вып. 16. – С. 62 – 71.

23. Афанасьев А. Ю. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2009. – Вып. 16. – С. 184 – 192.

24. Макаров В. Г. Анализ конструктивных свойств обобщенной электрической машины с помощью ее математической модели / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2009. – Вып. 17. – С. 8 – 15.

25. Макаров В. Г. Оптимальное управление токами трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Электрика. – 2010. – № 12. – С. 27 – 30.

26. Макаров В. Г. Наблюдаемость трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / В. Г. Макаров // Электрика. – 2011. – № 3. – С. 25 – 27.

27. Макаров В. Г. Управляемость разомкнутого электропривода с силовым полупроводниковым преобразователем и трехфазным асинхронным двигателем / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2010. – Вып. 18. – С. 143 – 153.

28. Макаров В. Г. Наблюдаемость трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2010. – Вып. 18. – С. 154 – 160.

29. Афанасьев А. Ю. Математическая модель трехфазного асинхронного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2010. – Вып. 18. – С. 161 – 173.

30. Макаров В. Г. Идентификация параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2010. – Вып. 18. – С. 173 – 183.

31. Макаров В. Г. Оптимальное управление токами трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Электротехнические системы и комплексы». – 2010. – Вып. 18. – С. 184 – 193.

32. Афанасьев А. Ю. Оценка точности моделирования движения с помощью орбитальной погрешности / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Межвуз. сб. науч. тр. «Повышение надежности и энергоэффективности электротехнических систем и комплексов». – Уфа: УГНТУ, 2010. – С. 3 – 5.

Доклады и тезисы конференций

33. Макаров В. Г. Анализ способов задания кривых намагничивания статоров / В. Г. Макаров, Г. Ф. Кропачев, И. Р. Хайруллин // Сб. научн. тр. Всерос. научн.-техн. конф. «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий»: в 2 т. Т. 1. – Уфа: УГНТУ, 2007. – С. 211 – 218.

34. Афанасьев А. Ю. Конструктивные свойства гипотетической обобщенной электрической машины / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Тр. IX Междунар. симп. «Энергоресурсоэффективность и энергосбережение в республике Татарстан»: в 2 ч. Ч. 2. – Казань: АртПечатьСервис, 2008. – С. 200 – 206.

35. Макаров В. Г. Математическая модель трехфазного асинхронного двигателя с позиций теории обобщенной электрической машины / В. Г. Макаров // Сб. научн. тр. II Всерос. научн.-техн. конф. «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий»: в 2 т. Т. 1. – Уфа: УГНТУ, 2009. – С. 81 – 88.

36. Афанасьев А. Ю. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Сб. научн. тр. II Всерос.

научн.-техн. конф. «Электротехнологии, электропривод и электрооборудование предприятий»: в 2 т. Т. 1. – Уфа: УГНТУ, 2009. – С. 95 – 103.

37. Макаров В. Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров, Ю. А. Яковлев // *Материалы IV междунар. научн.-практ. конф. «Наука и практика: проблемы, идеи, инновации».* – Чистополь: ИНЭКА, 2009. – С. 235 – 237.

38. Афанасьев А. Ю. Определение конструктивных свойств обобщенной электрической машины на основе ее математической модели / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // *Материалы Всерос. научн.-практ. конф. «Инновации и высокие технологии XXI века»:* в 2 т. Т. 1. – Нижнекамск: НХТИ КГТУ, 2009. – С. 180 – 184.

39. Макаров В. Г. Математическая модель асинхронного двигателя с учетом насыщения магнитопровода и вихревых токов / В. Г. Макаров // *Сб. материалов XXI Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»:* в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2009. – С. 69 – 71.

40. Макаров В. Г. Применение теории обобщенной электрической машины к трехфазному асинхронному двигателю / В. Г. Макаров // *Сб. материалов XXI Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»:* в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2009. – С. 73 – 75.

41. Макаров В. Г. Иерархический подход к оптимизации асинхронного электропривода / В. Г. Макаров // *Сб. материалов XXI Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»:* в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2009. – С. 292 – 293.

42. Макаров В. Г. Конструктивные свойства обобщенной электрической машины на базе трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // *Сб. тр. междунар. научн.-техн. конф. «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии»:* в 3 ч. Ч. 1. – Тольятти: ТГУ, 2009. – С. 316 – 319.

43. Макаров В. Г. Оптимизация асинхронного электропривода с использованием иерархического подхода / В. Г. Макаров // *Сб. трудов междунар. научн.-техн. конф. «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии»:* в 3 ч. Ч. 1. – Тольятти: ТГУ, 2009. – С. 327 – 329.

44. Макаров В. Г. Устройство идентификации параметров и токов ротора трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // *Сб. статей V междунар. научн.-техн. конф. с междунар. участ. «Прогрессивные технологии в современном машиностроении».* – Пенза: Приволжский Дом знаний. – 2009. – С. 74 – 77.

45. Макаров В. Г. Идентификация параметров трехфазного асинхронного двигателя / В. Г. Макаров // Материалы Всерос. научн.-практ. конф. с междунар. участ. «Повышение эффективности электрического хозяйства потребителей в условиях ресурсных ограничений»: в 2 т. Т. 2. Электрооборудование и менеджмент. – М.: Технетика. – 2009. – С. 30 – 39.

46. Афанасьев А. Ю. Идентификация параметров и токов короткозамкнутого ротора трехфазного асинхронного двигателя / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров, Ю. А. Яковлев // Сб. докл. X Междунар. симп. «Энергоресурсоэффективность и энергосбережение в республике Татарстан»: в 2 ч. Ч. 2. – Казань: Онегин, 2009. – С. 395 – 402.

47. Макаров В. Г. Оптимизация мощности потерь в обмотках асинхронного двигателя в зависимости от частоты скольжения / В. Г. Макаров // Сб. статей Междунар. научн.-практ. конф. «Энергосбережение, электромагнитная совместимость и качество в электрических системах». – Пенза: Приволжский Дом знаний. – 2010. – С. 55 – 62.

48. Афанасьев А. Ю. Исследование оптимальных зависимостей токов трехфазного асинхронного двигателя от частоты вращения / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Материалы Всерос. научн.-практ. конф. «Проблемы перехода к устойчивому развитию монопрофильных городов». – Казань: КГТУ, 2010. – С. 90 – 92.

49. Макаров В. Г. Чувствительность асинхронного электропривода / В. Г. Макаров // Труды IV Всерос. научн.-практ. конф. «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника». – Новокузнецк: СибГИУ. – 2010. – С. 131 – 138.

50. Макаров В. Г. Наблюдаемость трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором / В. Г. Макаров // XL Всерос. научн.-практ. конф. «Федоровские чтения – 2010». – М.: МЭИ. – 2010. – С. 53 – 58.

51. Афанасьев А. Ю. Векторное управление скоростью трехфазного асинхронного двигателя с учетом насыщения магнитопровода / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Сб. материалов XXIII Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»: в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2011. – С. 74 – 76.

52. Афанасьев А. Ю. Анализ результатов решения задачи оптимизации мощности потерь в трехфазном асинхронном двигателе в зависимости от частоты скольжения / А. Ю. Афанасьев, В. Г. Макаров // Сб. материалов XXIII Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»: в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2011. – С. 72 – 74.

53. Макаров В. Г. Система векторного управления скоростью асинхронного двигателя с формированием оптимального потокосцепления ротора /

В. Г. Макаров // Сб. материалов XXIII Всерос. межвуз. научн.-техн. конф. «Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий»: в 2 ч. Ч. 1. – Казань: Отечество, 2011. – С. 76 – 78.

Патент РФ на изобретение

54. Патент № 2392731 РФ. МПК H02P 7/06. Устройство оценивания параметров электродвигателя / В. Г. Макаров, А. Ю. Афанасьев, Ю. А. Яковлев; заявитель и патентообладатель Казан. гос. технол. ун-т. Заявл. 18.05.2009; опубл. 20.06.2010. Бюл. № 17. – 21 с.

В работах, написанных в соавторстве, **личный вклад автора** состоит в следующем: постановка задачи, результаты компьютерного моделирования и экспериментального исследования [7, 32]; постановка задачи и результаты компьютерного моделирования [9, 36, 37, 46]; постановка задачи, методика учета нелинейности магнитопровода и потерь в стали в математической модели асинхронного двигателя [10, 20, 29, 33]; постановка задачи и методика решения задачи оптимального управления токами асинхронного двигателя [11, 48]; постановка задачи и результаты компьютерного моделирования [12]; постановка задачи, результаты компьютерного моделирования и экспериментального исследования [18, 19]; методика идентификации параметров и результаты компьютерного моделирования [23]; методика преобразования уравнений асинхронного двигателя, расчетные соотношения [34, 38]; алгоритм векторного управления асинхронным электроприводом при учете насыщения магнитопровода двигателя [51]; результаты компьютерного моделирования, выводы [52].

Заказ 192

Тираж 120

Офсетная лаборатория Казанского государственного
технологического университета

420015, Казань, К.Маркса, 68

