

ISSN 0013-5860





ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

№ 9 СЕНТЯБРЬ 1999

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ
МИНПРОМа РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ»
(г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ
«ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАН-
НЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО»
(г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МА-
КАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (пред-
седатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПО-
ДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВС-
КИЙ О.В. (зам. главного редактора),
ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,
УСОВ Н.Н., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕН-
ЦЕВ С.Н.

Издатель: ЗАО "Знак"
103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Адрес редакции:
123242, Москва,
Зоологическая ул., 11, комн. 213
Факс / телефон: 254-11-52

СОДЕРЖАНИЕ

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Новиков В.К. Исследование, разработка и производство низко- вольтных двигателей	1
Ахунов Т.А., Макаров Л.Н., Попов В.И. Особенности постро- ения новой серии RA асинхронных машин	6
Попов В.И. Электромагнитные расчеты и оптимизация парамет- ров трехфазных обмоток асинхронных машин новой серии RA	10
Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Разработка трехфаз- ных асинхронных одномашинных преобразователей частоты в новой серии RA	15
Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Никулин В.В. Бес- контактный асинхронизированный синхронный двигатель	29
Смирнов Ю.В. Трехфазный асинхронный двигатель с расши- ренными функциональными возможностями	32
Смирнов Ю.В. Специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора	35
Макаров Л.Н., Мартынов В.А., Попов В.И. Моделирование электромагнитных процессов трехфазных асинхронных двух- скоростных лифтовых двигателей серии RA	39
Гаинцев Ю.В. О методах определения КПД асинхронного дви- гателя	43
Мощинский Ю.А., Петров А.П. Анализ схем включений трех- фазного асинхронного двигателя при питании от однофазной сети	47
Алиев И.И., Беспалов В.Я., Чернов Р.О. Переходные режимы асинхронного генератора с гарантированным самовозбужде- нием при симметричной нагрузке	53
Беспалов В.Я., Зверев К.Н. Импульсные перенапряжения в об- мотках асинхронных двигателей при питании от ШИМ-преоб- разователя	56
Христинич Р.М. Работа жидкокометаллического ротора индук- ционной электрической машины в установившемся и пере- ходном режимах	60

ХРОНИКА

ВЭЛК-ЭЛЕКТРО-99	65
www.booksite.ru	

8/iv - 06 ЗЭЧУЗС/1

АСИНХРОНИ

Этот тематический номер журнала посвящен асинхронным двигателям.

Асинхронные двигатели являются основой в сельском хозяйстве и в быту. По коэкономических показателей весьма привлекательны.

Ряд статей номера посвящен созданию и проектированию асинхронных двигателей.

Ряд статей посвящен исследованию КПД и нагрева двигателей. Представляемые в статьях материалы с расширенными функциями машины с жидкостной смазкой.

Круг авторов, занимающихся асинхронными двигателями, не все статьи, имеющиеся в портфеле, будут опубликованы в следующих номерах журнала.

И.П.Копылов,
члены редколлегии журнала "Электротехника", ответственные за этот номер

ронным

иленно-техни-

ателей, я.
расче-
альным
индук-

юк, что
они бу-

.техн.наук,
ответственные за этот номер

Исследование, разработка и производство низковольтных электродвигателей

НОВИКОВ В.К., доктор техн.наук, генеральный директор ОАО «НИПТИЭМ»

Электропривод с использованием асинхронных двигателей потребляет от 40 до 60% мирового производства электроэнергии. Массовый выпуск асинхронных двигателей первой и второй единых серий в начале 60-х годов вызвал большой комплекс проблем, связанных с их разработкой, производством и потреблением, который привел к созданию в 1965 г. во Владимире филиала Всесоюзного института электромеханики, а с 1968 г. на его базе самостоятельного научно-исследовательского, проектно-конструкторского и технологического института электромашиностроения (НИПТИЭМ). В 1978 г. НИПТИЭМ был преобразован во Всесоюзный (ВНИПТИЭМ) и стал одним из ведущих институтов в области электромашиностроения — научным центром в СССР по разработке и производству асинхронных двигателей (АД). За эти годы коллективом института были разработаны и внедрены в массовое производство: ряд модификаций асинхронных двигателей серии АО2 (высокоточные, морские и т.д.), единые серии 4А, 4АМ и АИР и их многочисленные модификации. Эти работы удостоены Государственной премии СССР и многих дипломов и медалей международных и всесоюзных выставок.

Открытое акционерное общество «Научно-исследовательский проектно-конструкторский и технологический институт электромашиностроения» (ОАО «НИПТИЭМ») учреждено в 1994 г. и является правопреемником ВНИПТИЭМ.

Институт располагает собственной экспериментальной базой с электромашическими, климатической, вибраакустической, электроизоляционной и другими лабораториями, а также опытным производством, которые охватывают весь цикл от научно-исследовательских разработок до опытно-промышленного производства. Испытательный центр института аккредитован в Госстандарте РФ на право проведения сертификационных испытаний электрических машин и бытовых электроприборов на техническую компетентность и проводит все виды испытаний для заводов (ВЭМЗ, г.Владимир, «Электромаш», г.Улан-Удэ, «Уралэлектро», г.Медногорск, «Вольта», г.Таллин, «Мосэлектромаш», г.Лобня, и др.).

ОАО «НИПТИЭМ», являясь крупным отечественным научно-техническим центром в области теоретического и прикладного исследования низковольтных электрических машин, имеет в своем арсенале обширный перечень методов, методик и программ рас-

чета электромагнитных, электромеханических, тепловых, вентиляционных и механических расчетов различных электромеханических устройств. Имеющиеся методы и программы можно условно разделить (в зависимости от используемой математической модели и требуемых ресурсов ЭВМ) на инженерные, инженерные повышенной точности и научные.

К инженерным расчетным средствам относится ряд программ электромагнитного расчета АД, выполненных на основе классической теории электрических машин и обогащенных результатами исследований по уточнению индуктивных параметров, пусковых режимов и реального насыщения АД. Программы позволяют рассчитывать АД с короткозамкнутым и фазным ротором; трехфазные, двухфазные и однофазные конденсаторные АД, а также трехфазные АД, включаемые по однофазной схеме. Учитываются особенности электромеханических характеристик для различных модификаций.

Инженерные средства повышенной точности позволяют учесть влияние высших временных и пространственных гармонических на механические характеристики и значение греющих потерь.

Разработан комплекс программ, позволяющий выполнять расчет машин с произвольной конфигурацией зубцово-пазовой зоны и несинусоидальной формой питающего напряжения.

Научные программы для теоретического исследования электрических машин в различных режимах работы используют в качестве математического ядра метод конечных элементов. В конечно-элементные программы заложены современные методы решения больших систем нелинейных алгебраических уравнений и эффективные приемы матричной техники, позволяющие экономить ресурсы ЭВМ при работе с разреженными матрицами. Программы имеют два уровня сложности: моделирование электромагнитного поля в локальных областях машины для расчета индуктивных параметров, оценки реального уровня насыщения, учета эффекта вытеснения тока в стержне ротора при пуске; моделирование поля АД на периоде его изменения, что позволяет рассчитывать режимы холостого хода, короткого замыкания и нагрузки. Причем, для режима нагрузки решается не только задача расчета квазистационарного поля в терминах гармонически изменяющегося векторного магнитного потенциала, но и задача рас-

чета мгновенных значений поля с пошаговым интегрированием во времени.

Использование точного моделирования электромеханических процессов АД позволяет существенно повысить эффективность разработок за счет уменьшения количества изготавливаемых макетных и опытных образцов вновь разрабатываемых двигателей.

Помимо арсенала расчетных средств по определению электромеханических характеристик АД ОАО «НИПТИЭМ» обладает методикой теплового расчета АД, основанной на тепловых схемах замещения. Уникальность этой методики состоит в том, что она опирается на богатейший экспериментальный материал по определению коэффициентов теплоотдачи и теплопроводности различных активных и конструктивных узлов АД для широкого спектра типоразмеров и исполнений.

Следует также назвать работы, проводившиеся в области создания методик расчета синхронно-вентильных машин, реактивных управляемых двигателей, асинхронных генераторов, а также работы в области вентиляционных, механических расчетов и оценки показателей надежности АД различных высот вращения, исполнений и модификаций.

Большинство перечисленных расчетов — теоретических средств активно использовалось при разработке общесоюзных серий 4А, АИР, общероссийской серии 5А и их модификаций, причем от серии к серии методики совершенствовались, что непосредственно влияло на повышение качества расчетов.

Главная задача, которую в настоящее время решают наши специалисты-теоретики, — перевод расчетного и графического арсенала института в единую интегрированную компьютерную среду, обладающую эффективным интерфейсом, мощными графическими средствами, включая трехмерную параметризацию и анимационные возможности, позволяющую эффективно работать с многочисленными базами данных, аккумулирующими накопленный за годы работы опыт. В качестве базового компьютерно-аппаратного средства выбрана система «СПРУТ» — уникальная отечественная разработка в области автоматизации инженерной деятельности с использованием новейших компьютерных технологий. Среди таких технологий особого внимания заслуживают методы искусственного интеллекта, позволяющие органично аккумулировать в создаваемом программном продукте экспертные знания ведущих специалистов, не прибегая к тради-

ционному программированию на языках высокого уровня. В перспективе — создание в системе «СПРУТ» единой замкнутой цепочки: конструкторский САПР — технологический САПР — управление ресурсами — маркетинг — управление производством в целом.

Основные научно-исследовательские работы в институте связаны с выполнением федеральной целевой программы «Энергосберегающая электротехника». В соответствии с этой программой коллектив института работает над созданием научного задела для новых серий электродвигателей с высокими энергетическими показателями, широкими диапазонами регулирования скорости вращения (асинхронных двигателей с преобразователями частоты, синхронно-вентильных и управляемых реактивных двигателей), дальнейшей увязкой параметров электродвигателей с рабочими механизмами.

Также в соответствии с этой программой пересматриваются и разрабатываются стандарты на энергоемкое электрическое оборудование с фиксированным интервалом показателей эффективности. Параллельно с научно-исследовательскими работами проводились и проводятся опытно-конструкторские разработки, связанные внедрением этих электродвигателей на электромашиностроительных заводах России.

Разработаны, изготовлены и испытаны в лабораторных условиях завода АЛНАС (г.Альметьевск, Татарстан) регулируемые по скорости вращения вентильные электродвигатели для привода погружных нефтедобывающих насосов [1]. В настоящее время подготовлены электродвигатели для проведения полевых испытаний на скважинах. Помимо оптимизации добычи нефти, применение регулируемых по скорости вращения вентильных электродвигателей вместо нерегулируемых асинхронных позволяет: уменьшить радиальную силу одностороннего магнитного тяжения в семь раз и прогиб вала в четыре раза, увеличить удельный врачающий момент на единицу массы в 1,38 раза, снизить потребляемый ток на 20% и потери в меди подводящего кабеля — в полтора раза, а также повысить КПД на 11%.

По заказу МПС России разработаны оригинальные модификации электродвигателей с частотным регулированием скорости вращения для железнодорожного транспорта и освоено их изготовление на опытном производстве института.

Для привода вспомогательных механизмов электровозов разработана серия элект-

родвигателей исполнения IP54 (АЭ), высота осей вращения от 80 до 180 мм и исполнения IP23 (АНЭ), высота вращения от 200 до 250 мм. Конструкция этих электродвигателей обеспечивает выполнение требований ГОСТ 2582 по сохранению работоспособности при воздействии вибрации с ускорением до 3—4 g (до 39,6 м/с²). Выполнение этих требований обеспечило применение высокопрочных материалов для изготовления станин и щитов. Оригинальная система вентиляции обеспечивает эффективный отвод тепла. Электродвигатели серии АЭ и АНЭ прошли эксплуатационные испытания, которые подтвердили их надежную работу.

Разработано и освоено производство новой модификации асинхронных двигателей типа АМВ (мощность 22, 37, 55 и 75 кВт) для привода вентиляторов тепловозов. Эти электродвигатели имеют внешний ротор, надежно работают в широком диапазоне напряжения от 200 до 400 В и частоты от 33 до 100 Гц и имеют срок службы 25 лет.

Ретроспективный взгляд на годы после распада СССР показывает, что российский потребитель столкнулся с отсутствием производства в РФ целого ряда габаритов стандартных асинхронных двигателей с высотой оси вращения 63, 71, 80, 90, 200, 225 и 250 мм.

С другой стороны, резко упал спрос на выпускаемую продукцию. Решением этой проблемы были создание, подготовка и организация производства ОАО «НИПТИЭМ» совместно с рядом заводов новой серии 5А (четырнадцать габаритов — 71—355 мм) [2].

В основу разработки этой серии было положено повышение КПД и ресурса, снижение уровня шума и температуры обмоток, улучшение пусковых характеристик, а также применение имеющегося на заводах технологического оборудования и технологических процессов.

Разработаны и освоены опытным производством института 52 типоразмера новой серии (5А) асинхронных двигателей защищенного (IP23) исполнения мощностью от 45 до 315 кВт с высотами осей вращения 200, 225, 250, 280, 315 мм. Полезная мощность этих электрических машин увеличена на одну—две ступени по сравнению с асинхронными двигателями исполнения IP44, масса на единицу мощности снижена на 30%, а КПД увеличен в среднем на 1%.

Успешно проводились исследовательские работы по созданию и совершенствованию встроенной температурной защиты электрических машин. Были разработаны устройства

встроенной температурной защиты, исполнительный блок которых размещается непосредственно на корпусе электродвигателя, а также устройства встроенной температурной защиты с дистанционным управлением.

Одним из основных требований рынка является создание конструкции электрических машин, наиболее полно отвечающих специфическим требованиям потребителей. В основу исследования и разработки перспективных серий закладываются концепции значительного расширения удельного веса модификаций и специсполнений в объеме выпуска электродвигателей. Одним из примеров такой тенденции являются эксплуатационные исследования, проведенные институтом совместно с нефтяниками Татарии, электродвигателей, установленных на станках-качалках. В результате исследований была создана специальная модификация электродвигателей, учитывающих условия эксплуатации и требования рабочей машины.

В 1995—1996 гг. впервые для заводов РФ разработаны, изготовлены и испытаны двухскоростные асинхронные двигатели мощностью от 6,5 до 16 кВт для пассажирских и грузовых лифтов, которые обеспечивают требования к электрооборудованию современных лифтов. В настоящее время опытное производство ОАО «НИПТИЭМ», выпускает опытно-промышленные партии этих электрических машин. Ряд из них установлен на таких значимых объектах, как храм «Христа Спасителя» и новая Олимпийская деревня.

Разработаны и изготовлены асинхронные двигатели, учитывающие специфические условия эксплуатации:

для атомной энергетики — 5А71 и 5А250 в исполнении АЗУТЗ (для чистых блоков АЭС);

5А80—5А100 для судов морского и речного флота по требованиям «Регистра РФ»;

для привода сепараторов в молочной промышленности мощностью 22,30 и 37 кВт;

для насосов с высокой аксиальной нагрузкой с блоком температурной защиты;

встраиваемые ДВВ71 — для привода центробежных и осевых вентиляторов;

вертикального исполнения мощностью 30—37 кВт, в том числе и с удлиненным концом вала.

Специалисты института впервые в отечественной практике заканчивают разработку асинхронных двигателей, кратковременно работающих (1—2 ч) при температуре окружающей среды до 600°C.

Для объектов специального назначения

разработан ряд двигателей мощностью 30—45 кВт, работающих в средах хладона и масла. В настоящее время заканчивается разработка двигателей мощностью 90 кВт, допускающих кратковременную перегрузку до 145 кВт и обеспечивающих работу его в течение 60000 ч без ремонта и обслуживания. Ведутся разработки ряда специальных уникальных электродвигателей для новейших систем ориентации.

В институте широко ведутся работы по созданию и производству технологического оборудования и оснастки для изготовления двигателей. Разработаны принципиально новая технология и оборудование для заливки роторов, предполагающие сборку пакета на позиции заливки в холодном состоянии, его нагрев индукционным способом и непрерывный контроль качества заливки по электрическим параметрам. Реализация этой разработки в виде отработанной технологии и соответствующих технологических установок полностью соответствует концепции экономии затрат при обеспечении требуемого качества выпускаемой продукции.

Специалисты нашего института успешно решают задачи в области создания метрологического оборудования для контроля свойств материалов, используемых при изготовлении двигателей, оценки качества технологических операций и для испытаний готовых изделий.

В частности, сотрудниками лаборатории метрологического оборудования Испытательного центра разработан и создан автоматизированный измерительный комплекс для определения магнитных характеристик электротехнических сталей и других магнитомягких материалов при перемагничивании в диапазоне частот 20—5000 Гц. Комплекс имеет высокие метрологические характеристики, развитые средства диагностики, графического представления результатов, их статистической обработки и архивирования. Осуществлена поставка комплекса на электромашиностроительное предприятие ЭЛМА (Республика Болгария).

Для экспресс-контроля магнитных свойств разработан малогабаритный автоматизированный магнитоизмерительный тестер, который успешно работает на ряде металлургических предприятий Российской Федерации.

Для контроля технологических операций при изготовлении функциональных узлов асинхронных электродвигателей разработано устройство для оценки качества заливки роторов, которое с достаточной точностью

определяет возможные дефекты в алюминиевых стержнях клетки ротора.

В области проведения испытаний асинхронных двигателей разработана целая гамма устройств различного функционального назначения, среди которых выделяется автоматизированная станция для приемо-сдаточных испытаний, обеспечивающая проведение всего комплекса измерений, предусмотренного соответствующими стандартами, в автоматическом режиме.

Кроме этого, разработаны и внедрены в производство:

— стенд для испытания одно- и двухскоростных асинхронных двигателей предназначенный для оценки качества отремонтированных двигателей на ремонтных предприятиях;

— цифровой трехфазный анализатор мощности (АМЦ) для измерения параметров трехфазных промышленных трех- и четырехпроводных цепей частотой 50 Гц, может быть использован в составе измерительных стендов для испытания различного электротехнического оборудования и изделий, например, асинхронных двигателей, заменяя при этом одновременно от трех до восьми измерительных приборов; его основными измеряемыми параметрами являются линейные токи и напряжения в фазах, активная, полная и реактивная мощности, коэффициент мощности, среднее значение по фазам токов и напряжения, коэффициент несимметрии;

— цифровой прибор для измерения температуры обмоток электрических машин переменного тока, находящихся под нагрузкой без отключения их от питающей сети; абсолютная погрешность измерения температуры $\pm 1^{\circ}\text{C}$, он успешно конкурирует с рядом зарубежных аналогов.

Указанные разработки реализуют оригинальные технические решения, используют современные электронные компоненты и обладают высокими метрологическими характеристиками.

Другим направлением деятельности испытательного центра является энергетическое приборостроение. В частности, разработан уникальный прибор для определения биений вала турбины с разрешающей способностью до 1 мкм. Заканчивается разработка анализатора качества электрической энергии в трехфазных сетях и ряда других приборов и систем.

Разработан технологический процесс элек-

троэрозионной обработки комплексов матриц четырехсекторных прессформ для отливки станин электродвигателей с горизонтально-вертикальным оребрением серии АИР габаритов 50—112 мм. Изготовлено 80 комплектов матриц четырехсекторных прессформ для заводов России и электромашиностроительных заводов Украины, Белоруссии, Литвы, Болгарии. Электроэрозионная обработка позволила произвести обработку четырехсекторных прессформ, имеющих глубокие глухие щелевидные пазы в каленой стали, и исключила ручную доводку формообразующих поверхностей. Применена бездеформационная термическая обработка со ступенчатой закалкой, которая обеспечивает рост ударной вязкости не менее 25 Дж/см², повышает трещиностойкость стали 4Х5МФС и увеличивает общую стойкость четырехсекторных прессформ в 1,5—2 раза.

Основные задачи опытного производства:

— разработка и изготовление технологического оборудования и оснастки для собственных нужд, а также для электромашиностроительных заводов России и других стран;

— изготовление макетных и опытных образцов для проведения НИР и ОКР;

— изготовление опытно-промышленных партий электродвигателей;

— изготовление партий электродвигателей по заказу предприятий (асинхронные двигатели серии 5АН, электродвигатели для привода лифтов, железнодорожного транспорта, с фазным ротором и др.);

— изготовление по заказам метрологического оборудования и измерительной техники для измерения и исследования электротехнических сталей, электрических машин и т.д.;

— высококачественный ремонт электродвигателей постоянного и переменного тока.

Коллектив института пережил трудные времена реформ, успешно восстанавливает свой потенциал и готов к широкому взаимовыгодному сотрудничеству как с заказчиками электродвигателей, так и с электромашиностроительными заводами России.

Список литературы

1. Пат. 2115800 РФ. Устройство для откачки жидкости из скважин./М.И.Альтшуллер, Б.В.Белов, В.Я.Чаронов
2. Кравчик А.Э., Пискунов С.В., Соболенская Е.А., Русаковский А.М. Новая серия стандартных асинхронных электродвигателей 5А//Электротехника. 1996. № 6.

Особенности построения новой серии RA асинхронных машин

АХУНОВ Т.А., доктор электротехники, чл.-кор. РАЭН, МАКАРОВ Л.Н., канд.техн.наук, доктор электротехники (Ярославский электромашиностроительный завод (ОАО ELDIN)), ПОПОВ В.И., доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАЭН (ВГИПИ, Н.Новгород)

Приведены основные результаты работ по построению и конструированию новой серии RA асинхронных машин, созданной и освоенной на Ярославском электромашиностроительном заводе на высотах оси вращения $H=71\div355$ мм.

Современные асинхронные электрические машины общепромышленного назначения производятся во всем мире в виде серий, объединенных общностью конструктивного исполнения и условий работы при стройно нарастающей взаимосвязи мощностей с высотами оси вращения и предназначенных для широкого ряда потребителей. Стандартные низковольтные асинхронные двигатели (АД) в СССР с 1950 г., впервые в мировой практике электромашиностроения, выпускались едиными всесоюзными сериями; в основу их разработки и оптимального проектирования был положен выбор основных активных размеров D_{h1} , D_1 , l_1 по критерию минимума суммы затрат на производство и эксплуатацию [1—4].

При создании новой серии RA асинхронных двигателей учитывался опыт разработки и внедрения единых серий АД, начиная с 1946 г. когда была разработана первая послевоенная серия А—А0 и ее внедрение происходило в течение 1950—1957 гг. В 1958 г. были начаты разработка и внедрение серии А2—АО2, просуществовавшей до 1971 г. С 1972 по 1980 гг. производилась серия 4А и ее сменила серия АИР [3], выпускаемая предприятиями СНГ по настоящее время.

Промышленное освоение каждой серии АД сопровождалось широкомасштабным переоснащением технологических процессов всех заводов, разработкой новых прогрессивных высокоэффективных материалов и технологий. Особенностью всех предшествующих единых серий АД являлась привязка установочных размеров и шкалы мощностей в соответствии с ГОСТ, отличная от международных стандартов, например, западноевропейского SENELEC и американского NEMA. Поэтому каждая серия имела специализированные исполнения для экспорта: так, в серии А2 было исполнение Д, в серии 4А — исполнение К, в серии АИР — исполнение АИС, что создавало дополнительные сложности освоения серий.

Другой особенностью перехода от одной единой серии к другой была полная смена наружных диаметров сердечника статора, что вынуждало заводы-изготовители производить полную смену оборудования, оснастки, мерителя при больших капитальных вложениях. В табл.1 показаны стандартизованные ряды наружных диаметров $D_{h1}=2H(1-h_{pr*})$, мм, сердечника статора в зависимости от высоты оси вращения H , принятые в трехфазных низковольтных АД единых серий [2] АО, АО2, 4А, АИ (для степени защиты IP44), а также в западноевропейской ЕЕС и новой серии RA, где $h_{pr*} = h_{pr}/H$ — относительное значение просвета h_{pr} от нижней кромки сердечника до опорной поверхности лап.

До последнего времени на электромашиностроительных заводах СНГ выпускались главным образом АД серии АИ, разработанные в начале 80-х годов и спроектированные по критерию минимизации суммарных затрат на производство и эксплуатацию, отражающие имевшиеся на то время соотношения цен на материалы и электроэнергию. Разработанная АО «НИПТИЭМ» и ВЭМЗ серия 5А [7], заменяющая устаревшую серию АИ с сохранением ее конструктивной и технологической преемственности, осваивается в производстве на ВЭМЗ и ряде других заводов России; серия 5А на высотах оси вращения от 71 до 355 мм имеет 14 габаритов при наружных диаметрах сердечников серии АИ (табл.1).

В табл.2 даны сравнительные показатели трехфазных 2р=2-полюсных АД с короткозамкнутым ротором для высоты оси вращения 90 мм единых серий АО, АО2, Д, 4А, АИР, а также новой серии RA производства Ярославского электромашиностроительного завода (ОАО ELDIN).

Безусловно, каждый период времени диктовал свои подходы к определению целесообразности выбора конструктивных решений при разработке серий АД. Это обуславливалось как научными достижениями и совер-

Таблица 1

H, мм	Серия АО		Серия АО2		Серия 4А		Серия АИ		Серия ЕЕС	Серия RA
	D _{u1}	h _{np*}	D _{u1}	D _{u1}						
56	—	—	—	—	89	0,205	89	0,205	90	—
63	—	—	—	—	100	0,201	100	0,201	106,5	—
71	—	—	—	—	116	0,183	114	0,197	120	120
80	—	—	—	—	131	0,182	126	0,213	135	120(140)
90	—	—	133	0,262	149	0,172	145	0,195	150	140
100	145	0,275	153	0,235	168	0,160	163	0,185	170	140(176)
112	—	—	180	0,196	191	0,139	184	0,179	200	176(206)
125	182	0,272	—	—	—	—	—	—	—	—
132	—	—	208	0,212	225	0,148	215	0,185	240	176(206)
160	—	—	243	0,240	272	0,150	260	0,188	270	273
170	245	0,280	—	—	—	—	—	—	—	—
180	—	—	291	0,192	313	0,136	295	0,181	300	273
200	327	0,182	343	0,143	349	0,128	327	0,183	340	296
225	—	—	—	—	392	0,129	368	0,182	375	296(344)
236	368	0,220	—	—	—	—	—	—	—	—
250	—	—	393	0,214	437	0,124	420	0,160	420	344(400)
280	423	0,245	458	0,182	520	0,070	480	0,140	500	344(400)
315	—	—	—	—	520	—	530	—	580	400(500)
335	493	0,264	—	—	—	—	—	—	—	—
355	—	—	—	—	590	—	600	—	620	500

шествованием технологий, так и экономической ситуацией в стране на данный период. Если ранее в условиях директивного планового хозяйства стоимость материальных, трудовых и энергетических ресурсов не соответствовала их потребительским свойствам, то в условиях рыночной экономики ситуация существенно изменяется.

Так, к апрелю 1999 г. стоимость 1 т обмоточной меди возросла с 1,5 до 75,0 тыс.руб. (увеличение в 50 раз); электроэнергия подорожала с 1,36 коп. за 1 кВт·ч до 41,0 коп. (увеличение в 30 раз); стоимость электротехнической стали возросла с 380 руб. до 5,7 тыс.руб. за 1 т (увеличение в 15 раз).

Поскольку обмоточная медь была относительно дешевой, то все предшествующие единые серии АД были «медными» при относительно низкой магнитной индукции в воздушном зазоре (в пределах $B_d=0,65\text{--}0,75$ Тл), и это позволяло выполнять машины с относительно большим воздушным зазором δ , т.е. они получались более технологичными. В сложившихся условиях более оптимальными будут АД при меньшем расходе меди, т.е. так называемые стальные машины.

Все эти обстоятельства необходимо было учитывать при отработке основных принципов разработки, построения и проектирования новой серии RA асинхронных машин по условиям: получения высоких энергетических характеристик при снижении мас-

сы и повышении компактности; повышения пусковых моментов при снижении кратности пускового тока; улучшения виброакустических характеристик путем снижения магнитного, механического и вентиляционного шумов; увеличения конкурентоспособности за счет решения вопросов технической эстетики, дизайна и внешней отделки путем отработки единого конструктивного стиля для АД всех высот оси вращения и их цветовой отделки; повышения технологичности и степени унификации при снижении трудоемкости и сроков освоения; повышения простоты обслуживания и безопасности, экономичности при производстве и эксплуатации; создания структуры осваиваемой серии, позволяющей осуществлять ее дальнейшее усовершенствование с учетом возрастающих требований национальных и международных стандартов, потребительского спроса и рынка.

Таблица 2

Серия	Год разработки	Мощность, кВт	Удельная масса, кг/кВт	КПД, %	cos φ _н
АО	1949	0,4	22,5	70,0	0,76
АО2	1962	0,8	15,0	73,5	0,78
Д	1965	1,5	14,0	80,0	0,83
4А	1971	2,2	10,0	80,5	0,84
АИР	1981	2,2	7,0	82,0	0,86
RA	1992	2,2	6,8	84,0	0,88

Трехфазные АД с короткозамкнутым ротором разработанной и освоенной на ЯЭМЗ новой серии RA на высотах оси вращения 71–355 мм выпускаются для внешнего и внутреннего рынков в двух исполнениях: серия RA при градации мощности и присоединительных размеров по нормам SENELEC (DIN 42673/DIN 42677); серия A(PA) при градации мощности и присоединительных размеров по нормам ГОСТ 28380.

Специализированные исполнения и модификации (помимо общезвестных) машин серии RA при широкой унификации деталей, узлов и технологических процессов включают в себя: однофазные АД для бытовой техники; двухскоростные трехфазные АД для привода лифтов; преобразователи частоты (одномашинные асинхронного типа); АД с внешним ротором; асинхронные генераторы для передвижных установок и ветроагрегатов; машины постоянного тока на базе конструкции АД; управляемые вентильные и реактивные двигатели и др.

С технологической точки зрения одним из важнейших размеров АД является наружный диаметр сердечника статора D_{h1} , так как именно он определяет, главным образом, необходимый типаж производственного оборудования. Вместе с тем степень использования машины зависит также от правильно выбранного внутреннего диаметра сердечника статора D_1 . Поскольку новая серия RA предусматривала все высоты H оси вращения от 71 до 355 мм, то в самом начале была рассмотрена возможность разработки нескольких высот оси вращения H на одном наружном диаметре D_{h1} . Выбор диаметра D_{h1} с привязкой к высоте H по соотношению $1,5H \leq D_{\text{h1}} \leq 1,8H$ [2] определил принятые в серии RA наружные диаметры $D_{\text{h1}} = 120, 140, 176, 206, 273, 296, 344, 400, 500$ мм (см. табл. 1) по условиям использования имеющегося на предприятии технологического оборудования. Благодаря применению в серии RA конструкции станины со съемными лапами, которые можно фиксировать по четырем направлениям, достигается возможность изготовления всех 14 габаритов АД под любые требования потребителя, так как несколько исполнений можно объединить в одной конструкции (например, фланцевое В5, на лапах В3, на лапах с фланцем В35). Конструкция АД со съемными лапами позволяет потребителю быстро заменять поврежденную лапу, в то время как в традиционных конструкциях с постоянно прилитыми лапами их поломка приводит к утрате всей машины.

При фиксированном наружном диаметре D_{h1} от выбора внутреннего диаметра D_1 сердечника статора зависела оптимизация всего ряда машин для нескольких высот оси вращения, выполняемых на одном наружном диаметре D_{h1} . В процессе разработки новой серии RA были проанализированы коэффициенты $K_d = D_1/D_{\text{h1}}$ отношения диаметров, принятые во всех предшествующих единых сериях [1–4], а также в сериях трехфазных АД ведущих электротехнических фирм мира.

Предварительно выбранные значения коэффициентов K_d корректировались для каждого исследуемого ряда одного диаметра D_{h1} после окончательного выбора конфигурации магнитопровода и полного электромагнитного расчета всех АД такого ряда. При этом ставилась задача получения сквозной унификации диаметров D_1 при переходе от одного наружного диаметра D_{h1} к другому. Например, если для высот оси вращения $H=160$ и 180 мм ($D_{\text{h1}}=273$ мм) при полюсности $2p=6$ выбран внутренний диаметр $D_1=185$ мм, то для последующего наружного диаметра $D_{\text{h1}}=296$ мм ($H=200$ и 225 мм) сохраняется тот же внутренний диаметр ($D_1=185$ мм), но уже для полюсности $2p=4$, и таким образом — по всем ступеням принятых наружных диаметров и полюсностей АД серии RA. Решение такой задачи усложняет процесс расчетов и проектирования всей гаммы АД серии, требует практических наработок и глубоких научных исследований, однако сам процесс освоения двигателей серии значительно упрощается благодаря сквозной унификации при переходе от одного габарита к другому, сокращается количество типов оснастки и инструмента, что особенно важно при внедрении столь большой номенклатуры электрических машин на одном предприятии.

При разработке конструкции машин серии RA учитывался опыт разработки и освоения на ЯЭМЗ в разные годы единых серий АД начиная с серий А—АО и А2—АО2 — шестого габарита, 4А—4АМ высоты оси вращения $H=160$ мм, АИР той же высоты. Основной вариант станин серии RA для высот оси вращения от 71 до 132 мм включительно — алюминиевая экструзионная с алюминиевыми щитами; для высот оси вращения $H>132$ мм станины и щиты — чугунные. Все станины имеют горизонтально-вертикальное оребрение, увеличивающее теплоотдачу двигателя при снижении массы и значительном улучшении эстетичности формы,

особенно при экструзионной станине.

Процесс экструзирования требует уникального прессового оборудования, но эта проблема легко разрешима, так как металлургические заводы имеют свободные мощности, их оборудование, как правило, недогружено. Вместе с тем процесс изготовления оснастки отличается исключительной простотой и сводится к изготовлению фильтры, повторяющей профиль станины, поэтому стоимость оснастки в несколько раз ниже стоимости прессформ для литья под давлением, а сроки ее изготовления позволили резко сократить время освоения АД серии RA.

Внедрение профильной экструзионной станины в серии RA, поставляемой по кооперации, позволило реализовать следующие преимущества: снизить трудоемкость изготовления машины и решить вопросы производства станин без приобретения дорогостоящего оборудования для механической их обработки; повысить качество машин из-за увеличенного теплосъема от статора при полном его прилегании к станине и повышенной степени оребрения, так как при экструзировании количество и частота ребер фактически не лимитированы; снизить общую массу АД за счет уменьшенной массы станины, поскольку экструзия позволяет получать минимальную толщину стенок металла высокой плотности и, в отличие от литьевых деталей, экструзионные не имеют технологических уклонов, пористости и припусков на механическую обработку; отказаться от чистовой обработки внутренних замков статора-комплекта, что обеспечивает снижение дефектности и трудоемкости изготовления, позволяет уменьшать аксиальную длину машины.

При использовании экструзионных станин проектировщик не ограничен аксиальной длиной машины при заданном наружном диаметре D_{h1} сердечника статора; это дает возможность объединения разных высот оси вращения на одном наружном диаметре D_{h1} , что и было успешно реализовано в серии RA. Применение экструзионной станины в АД серии RA было ограничено высотой оси вращения до 132 мм включительно по причине того, что весь технологический процесс на ЯЭМЗ ранее был ориентирован на высоту оси вращения 160 мм, поэтому имелся весь парк автоматизированного и высокомеханизированного оборудования под чугунную станину, а применение экструзионной станины для высот $H > 160$ мм было экономически не оправдано [8]. Вместе с тем по

требованию заказчика двигатели с экструзионной станиной могут изготавливаться и на большие высоты оси вращения.

При разработке серии RA был выполнен значительный объем научно-исследовательских работ по усовершенствованию и оптимизации структуры пазового слоя короткозамкнутого ротора. По результатам исследований было предложена новая, более совершенная конструкция короткозамкнутого ротора с чередующимися пазами [5], пригодная для трехфазных АД при высоте паза свыше 25,0 мм: это в основном АД с высотой оси $H=160$ мм и выше. Конструкция чередующихся пазов различных форм, поперечных сечений и проводимостей рассеяния позволяет улучшать пусковые характеристики при повышении энергетических показателей рабочего режима трехфазных АД средних и больших мощностей. Реализация всех мероприятий в АД серии RA по оптимизации пазовой зоны короткозамкнутого ротора позволила получить высокие показатели рабочего режима при улучшенных пусковых свойствах на уровне лучших мировых образцов трехфазных АД ведущих электротехнических фирм. Это дало возможность отказаться в серии RA от специальной модификации АД с повышенным пусковым моментом, а также значительно усовершенствовать ряд специальных модификаций, таких как трехфазные двухскоростные лифтовые, многоскоростные и др.

Для АД серии RA высот оси вращения 71–132 мм всех полюсностей и высот 160, 180 мм при $2p=4, 6, 8$ применены трехфазные однослойные обмотки, хорошо зарекомендовавшие себя в практике электромашиностроения как менее трудоемкие при изготовлении с возможностью их механизированной укладки на статорообмоточных станках, и двухслойные для старших высот. По результатам исследований авторов выявлены возможности снижения на 30–40% дифференциального рассеяния трехфазных однослойных цепных укороченных обмоток при $q=6$ и 8 с несплошными симметричными фазными зонами [6], рекомендуемые к широкому применению в электромашиностроении взамен обмоток «вразвалку». Предложены трехфазные двухслойные петлевые обмотки при целых и дробных числах пазов на полюс и фазу, выполняемые неравновитковыми катушками групп и характеризуемые существенным (до 60%) снижением дифференциального рассеяния при оптимизированном $x=x_{opt}$ показателе неравно-

витковости катушек. Их применение в АД серии RA позволяет заметно снижать магнитные шумы, вибрации и добавочные потери в стали.

Асинхронные двигатели разработанной и освоенной серии RA [9] успешно экспонировались на международных выставках в г. Ганновере в 1995—1999 гг., поставляются в такие развитые страны, как Германия, Италия, Греция, Франция, Ирландия, Австралия и др. Одно- и трехфазные АД серии RA производства ЯЭМЗ с торговой маркой ELDIN привлекают покупателей отечественного и зарубежного рынков высокими энергетическими показателями и виброакустическими характеристиками, удобством монтажа и обслуживания, качеством, современным дизайном и сроками выполнения заказов.

Список литературы

1. Гурин Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин. М.: Энергия, 1978.

2. Асинхронные двигатели общего назначения/Под ред. В.М.Петрова и А.Э.Кравчука. М.: Энергия, 1980.

3. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И.Радина. М.: Энергоатомиздат, 1990.

4. Проектирование электрических машин. В 2-х кн./Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1993.

5. Макаров Л.Н., Ахунов Т.А., Попов В.И. Совершенствование конструкции и магнитопровода асинхронных машин мощностью до 100 кВт новой российской серии RA//Электротехника. 1996. № 2. С.7—9.

6. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1996. № 2. С.10—14.

7. Кравчик А.Э., Пискунов С.В., Русаковский А.М., Соболенская Е.А. Новая серия стандартных асинхронных электродвигателей 5А//Электротехника. 1996. № 6. С.16—18.

8. Ахунов Т.А., Макаров Л.Н., Попов В.И. Разработка, создание и освоение серийного производства новой серии РА (RA) асинхронных машин мощностью до 100 кВт//Электротехника. 1996. № 10. С.32—38.

9. Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA. М.: Знак, 1998.

Электромагнитные расчеты и оптимизация параметров трехфазных обмоток асинхронных машин новой серии RA

В.И.ПОПОВ, доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАЭН

Волжский государственный инженерно-педагогический институт (ВГИПИ, Н.Новгород)

Показана методика электромагнитных расчетов и оптимизации параметров усовершенствованных и новых схем трехфазных обмоток с пониженным дифференциальным рассеянием, разработанных для асинхронных машин новой серии RA.

Методики электромагнитных расчетов, разработанные при создании асинхронных машин новой серии RA на высотах оси вращения 71—355 мм, базируются на широко известных и применяемых на практике методиках расчетов асинхронных машин (Т.Г.Сорокера, И.П.Копылова, Б.И.Кузнецова и др.). Они учитывают особенности, связанные с отличием основных размерных соотношений магнитопровода и геометрии пазов от традиционных (из-за объединения в серии RA нескольких высот оси вращения на одном наружном диаметре D_{h1}), применением усовершенствованных и новых схем трехфазных обмоток с пониженным уровнем дифференциального рассеяния в машинах серии RA как основного исполнения, так их модификаций и специализированных исполнений. Выбор главных размеров машин серии RA проводился по известным мето-

дикам оптимального проектирования асинхронных машин [1—5] с учетом технологических и конструктивных особенностей машин новой серии [6].

Для трехфазных машин серии RA с новыми схемами обмоток [7—10] разработаны методики электромагнитных расчетов, учитывающие факторы несплошных фазных зон однослойных цепных укороченных обмоток, неравновитковости катушек двухслойных обмоток и многофазности совмещенных обмоток [6, 7]; для этого параметры рассеяния обмоток предложено определять и оптимизировать по их многоугольникам МДС.

Трехфазные двухслойные петлевые обмотки с неравновитковыми катушками при целых и дробных числах $q = z/6r$ пазов на полюс и фазу выполняются обычно концентрическими с числами витков катушек групп $(1+x)w_k$, w_k , $(1-x)w_k$ при $2w_k$ витках

паза, а показатель $0 < x < 1$ неравновитковости катушек определяется по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния обмотки σ_d ; для дробных ($q = N/d$) симметричных неравновитковых обмоток при знаменателе дробности $d \geq 4$ значение x может определяться по условию $K_{ob} = 0$ устранения из МДС (ЭДС) обмотки низшей дробной гармонической $v = 1/p$ ряда $v = 6k/d \pm 1$.

Наиболее характерным электромагнитным параметром многофазной обмотки электрической машины переменного тока является коэффициент дифференциального рассеяния σ_d , характеризующий суммарное содержание гармонических в МДС обмотки. Выбор этого показателя в качестве основного критерия оценки и сравнения электромагнитных параметров различных конструктивных исполнений обмоток обусловлен его существенным влиянием на добавочные потери, магнитные шумы, вибрации и характеристики асинхронных машин с относительно малым воздушным зазором, для которых индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния соизмеримо с сопротивлением пазового и лобового рассеяний обмотки.

Коэффициент дифференциального рассеяния σ_d любой электромашинной обмотки, независимо от размеров магнитопровода и пазовой геометрии, достаточно просто и точно определяется из ее многоугольника МДС по известным соотношениям:

$$\sigma_d\% = [(R_d/R)^2 - 1] 100; \quad R_d^2 = \left(\sum_1^N R_i^2 \right) / qd; \\ R = zK_{ob}/p\pi, \quad (1)$$

где R_d^2 — средний квадрат радиусов для $i = 1 \div N = qd$ пазовых точек одной повторяющейся части многоугольника МДС при значениях $q = N/d$ целых ($d = 1$) или дробных; R — радиус окружности, соответствующей основной гармонической МДС с обмоточным коэффициентом K_{ob} .

Для трехфазных одно-двухслойных и двухслойных обмоток с неравновитковыми катушками [7, 10] квадрат среднего радиуса пазовых точек многоугольника МДС по (1) $R_d^2 = f(x)$ и $K_{ob} = \phi(x)$, тогда из решения уравнения

$$d(\sigma_d)/dx = d(R_d/K_{ob})^2/dx = 0 \quad (2)$$

определяется оптимальное значение $x = x_{opt}$, при котором дифференциальное рассеяние обмотки будет минимально возможным σ_{dmn} .

Электромагнитные свойства различных типов обмоток электрических машин пере-

менного тока зависят, главным образом, от шагов катушек y_p по пазам и их целесообразно характеризовать двумя значениями [2]: средним «электрическим» $y_{p,el}$, определяющим обмоточный коэффициент обмотки; средним «геометрическим» $y_{p,sp}$, определяющим размеры катушек и массу обмоточного провода. Относительное значение $\beta = y_{p,el}/\tau_p$ волях полюсного деления $\tau_p = mq$ для $m=3$ -фазных обмоток равно $\beta = y_{p,el}/3q$. Для двухслойных обмоток с равновитковыми катушками эти шаги всегда равны друг другу, т.е. $y_{p,el} = y_{p,sp}$; для однослойных обмоток со сплошными фазными зонами $y_{p,el} = y_{p,sp} = mq$ и $\beta = 1,0$; для одно-, двухслойных трехфазных концентрических обмоток с одной наружной однослойной $2w_k$ -витковой катушкой в группе $y_{p,el} = 2(q+1)$, $\beta = 2(q+1)/3q$, $y_{p,sp} = y_{p,el} - 2/q$ [5]. Для разработанных двухслойных неравновитковых обмоток шаги $y_{p,el}$, $y_{p,sp}$ и β определяются особо, при этом чем больше шаг $y_{p,el}$ отличается от $y_{p,sp}$, тем эффективнее неравновитковая обмотка.

В известных методиках электромагнитных расчетов асинхронных машин [1—5] удельные проводимости пазового λ_p и дифференциального λ_d рассеяний двухслойных обмоток определяются с использованием расчетных коэффициентов K_β' , $K_\beta = (1+3K_\beta')/4$, учитывающих влияние на пазовое, дифференциальное рассеяния укорочения шага катушек. Они зависят от значения $\beta = y_{p,el}/\tau_p$ и для $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зональных обмоток с равновитковыми катушками определяются как

$$K_\beta' = (1+3\beta)/4 \text{ при } 2/3 \leq \beta \leq 1,0; \\ K_\beta' = (6\beta-1)/4 \text{ при } 1/3 \leq \beta \leq 2/3, \quad (3)$$

где для значений $1 < \beta < 2$ вместо β следует брать значение $(2-\beta)$.

Коэффициент K_β' в (3) представляет собой [2] среднеквадратичное значение сторон многоугольника МДС при средней единичной пазовой МДС, поэтому при длине $N_{cl,i}$ i -й стороны многоугольника МДС

$$K_\beta' = \left(\sum_1^N N_{cl,i}^2 \right) / 4qd = f(x), \quad (4)$$

тогда из (3) определяется значение $\beta = y_{p,el}/3q$

$$\beta = (4K_\beta'-1)/3 \text{ при } 2/3 \leq \beta \leq 1,0; \\ \beta = (4K_\beta'+1)/6 \text{ при } 1/3 \leq \beta \leq 2/3 \quad (5)$$

и вычисляется средний электрический шаг $y_{p,el} = 3q\beta$, где $N=qd$ — число сторон одной повторяющейся части многоугольника МДС.

При концентрических неравновитковых катушках с шагами по пазам $y_{\text{п.}i}$, относительными числами витков $w_{\text{к.}i*} = w_{\text{к.}i}/w_{\text{к}}$ (при $2w_{\text{к}}$ витках паза) и коэффициентами укорочения $K_{y_i} = \sin(\pi y_{\text{п.}i}/6q)$ значения $K_{\text{об}} = \phi(x)$ и $y_{\text{п.ср}} = f(x)$ определяются по выражениям:

$$K_{\text{об}} = \sum_1^N (K_{y_i} w_{\text{к.}i*}) / N; \quad y_{\text{п.ср}} = \sum_1^N (y_{\text{п.}i} w_{\text{к.}i*}) / N. \quad (6)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния фазы обмотки (статора) x_1 при частоте сети f_1 определяется в расчетной практике, например по методикам [1—3], выражением

$$x_1 = (0.4\pi w_{\phi 1})^2 f_1 l_1 \lambda_1 10^{-8} / pq_1, \quad (7)$$

где $w_{\phi 1}$ — число витков фазы; l_1 — длина сердечника, мм; $\lambda_1 = \lambda_{\text{п1}} + \lambda_{\text{д1}} + \lambda_{\text{л1}}$ — удельная проводимость потока рассеяния статора, равна сумме проводимостей пазового $\lambda_{\text{п1}}$, дифференциального $\lambda_{\text{д1}}$ и лобового $\lambda_{\text{л1}}$ рассеяний.

В руководствах по проектированию асинхронных машин $\lambda_{\text{п1}}$, $\lambda_{\text{д1}}$, $\lambda_{\text{л1}}$ рассчитываются по соотношениям и коэффициентам применительно к обычным многофазным обмоткам с равновитковыми катушками. Удельная проводимость $\lambda_{\text{д1}}$ дифференциального рассеяния определяется в виде:

по методике [1] без учета демпфирования короткозамкнутой клетки ротора

$$\lambda_{\text{д1}} = (t_1 / 12\delta K_{\delta}) \xi_{01} = K \lambda_1 \xi_{01}; \quad (8)$$

по методике [3] при введении дополнительного множителя 0.4π

$$\lambda_{\text{д1}} = (m_1 / \pi)^2 [t_1 (q_1 K_{\text{об1}})^2 / \delta K_{\delta}] \delta_{\text{д1}} K_{\text{ш1}} K_{\text{р.р.}}, \quad (9)$$

где $K_{\lambda 1} = t_1 / 12\delta K_{\delta}$ — коэффициент геометрии при зубцовом делении $t_1 = \pi D_1 / z_1$ сердечника статора с внутренним диаметром D_1 , воздушном зазоре δ и коэффициенте зазора (зубчатости) K_{δ} ; ξ_{01} — безразмерный коэффициент, определяется с использованием специально рассчитанных кривых, приводимых в [1] для m -фазных обмоток с равновитковыми катушками; $K_{\text{р.р.}}$ — коэффициент, учитывающий демпфирующее действие токов, наводимых в короткозамкнутой клетке ротора гармоническими полями обмотки статора, определяемый в зависимости от q_1 , z_2/p , скоса пазов по приводимым в [3] таблицам; $K_{\text{ш1}}$ — коэффициент, учитывающий дополнительно к K_{δ} влияние открытия пазов статора и определяемый по эмпирическим выражениям в [3, 5].

Так как значение $(q_1 K_{\text{об1}})^2$ в (9) при $q_1 = z_1 / 2pm_1$ и $R = z_1 K_{\text{об1}} / p\pi$ по (1) равно $(q_1 K_{\text{об1}})^2 = (\pi / 2m_1)^2 (z_1 K_{\text{об1}} / p\pi)^2 = (\pi / 2m_1)^2 R^2$, (10) то выражение (9) с учетом (8) преобразуется к виду

$$\lambda_{\text{д1}} = K_{\lambda 1} (3R^2 \sigma_{\text{д1}} K_{\text{ш1}}) K_{\text{р.р.}}, \quad (11)$$

т.е. коэффициент ξ_{01} в (8) связан с коэффициентом дифференциального рассеяния $\sigma_{\text{д1}}$ (в абсолютных единицах) соотношением

$$\xi_{01} = 3(z_1 K_{\text{об1}} / p\pi)^2 \sigma_{\text{д1}} K_{\text{ш1}}, \quad (12)$$

которое позволяет вычислять $\lambda_{\text{д1}}$ без использования специальных расчетных кривых для ξ_{01} по [1].

Окончательно выражение для $\lambda_{\text{д}}$ по (8) с учетом (12), без коэффициента $K_{\text{ш1}}$, можно

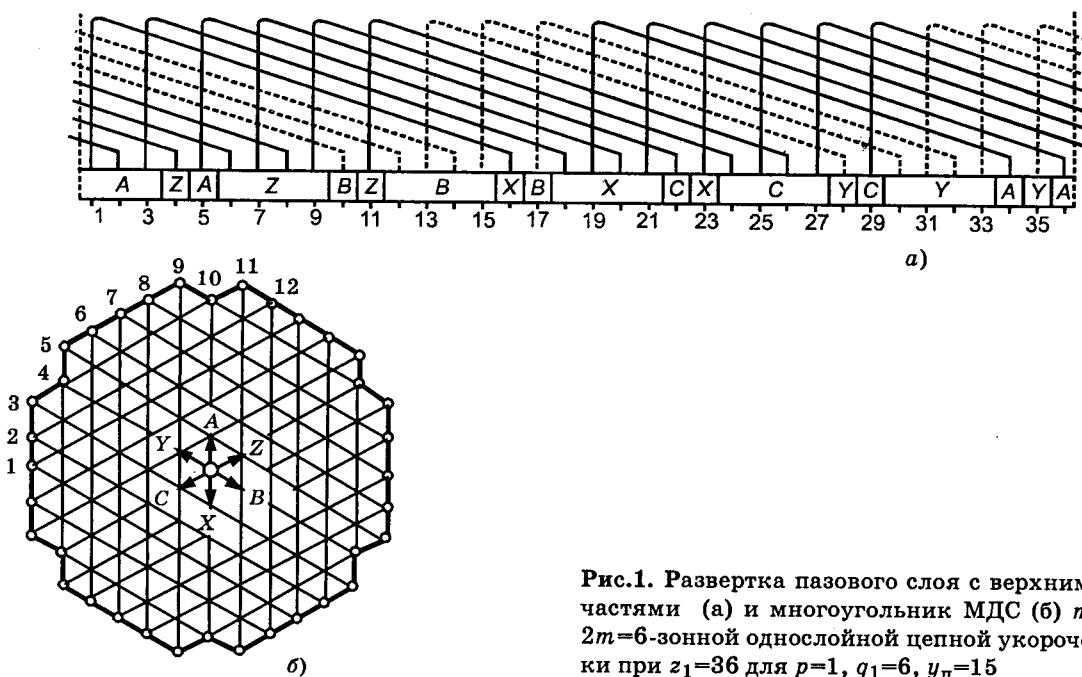
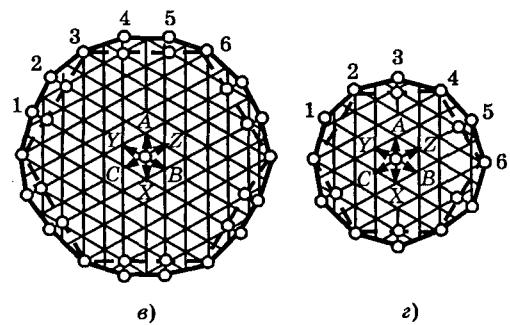
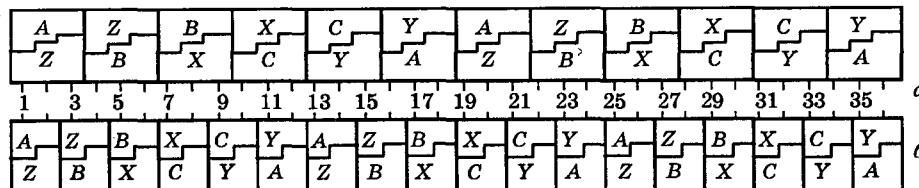


Рис.1. Разворотка пазового слоя с верхними лобовыми частями (а) и многоугольник МДС (б) $m=3$ -фазной, $2m=6$ -зонной однослойной цепной укороченной обмотки при $z_1=36$ для $p=1$, $q_1=6$, $y_{\text{п}}=15$

записать для фазной обмотки статора или ротора в виде

$$\lambda_d = 3K_\lambda(zK_{ob}/p\pi)^2[\sigma_d - K_z(2p/z)^2], \quad (13)$$

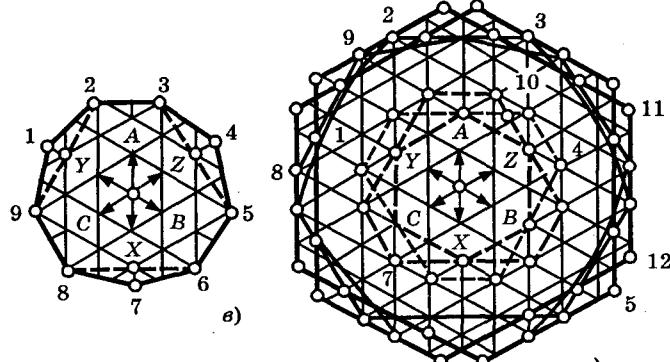
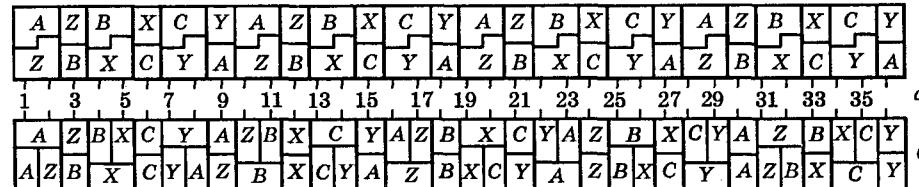
где коэффициент K_z учитывает влияние на дифференциальное рассеяние зубчатости и открытия пазов сердечника (дополнительно к коэффициенту зазора K_δ) и может представляться (при ширине открытия паза b_{sh}) аппроксимацией расчетных кривых, полученных А.И.Вольдеком, в следующем виде



в)

г)

Рис.3. Развортки пазовых слоев (а,б) и многоугольники МДС (в,г) $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных двухслойных неравновитковых обмоток при $z_1=36$ для $p=4$, $q_1=1,5$ (а,в) и $p=5$, $q_1=1,2$ (б,г); пунктирные многоугольники — для равновитковых катушек ($x=0$)



в)

г)

Рис.2. Развортки пазовых слоев (а,б) и многоугольники МДС (в,г) $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных двухслойных неравновитковых обмоток при $z_1=36$ для $p=2$, $q_1=3$ (а,в) и $p=3$, $q_1=2$ (б,г); штриховые многоугольники — для неравновитковых катушек ($x=0$)

$$K_z = 1,8(\delta/t)+0,313(b_{sh}/t)\lg(t/\delta). \quad (14)$$

Полученные выражения (13), (14) пригодны для расчетов параметров трехфазных обмоток статора и фазного ротора с катушками равно- и неравновитковыми при использовании коэффициента дифференциального рассеяния σ_d по (1), получаемого из многоугольников МДС с учетом неравновитковости катушек, а также расчетного коэффициента K_z по (14), учитывающего влияние на дифференциальное рассеяние зубчатости и открытия пазов сердечника.

Таким образом, удельные проводимости рассеяний дифференциального λ_{d1} по (13), пазового λ_{p1} и лобового λ_{l1} по [1, 3, 5] —

$$\lambda_{p1} = K_\beta h_1/3b_1 + [h_2/b_1 + 3h_k/(b_1+2b_{sh}) + h_{sh}/b_{sh}]K'_\beta \quad (15)$$

для, например, трапециoidalного полуоткрытого паза статора,

$$\lambda_{l1} = 0,34q_1(l_{l1} - 0,64\beta\tau_1)/l_1 \quad (16)$$

определяются в изложенной методике с учетом неравновитковости катушек двухслойных обмоток, что позволяет вычислять по (7) индуктивное сопротивление рассеяния обмоток, где b_1 — ширина примыкающей к зазору кромки паза; h_1 — высота обмотки; h_2 — расстояние от обмотки до h_k клиновой части паза; h_{sh} и b_{sh} — высота и ширина щлица паза; K_β по (4) и $K'_\beta = (1+3K_\beta)/4$ для двух- и $K'_\beta = K_\beta = 1,0$ однослойных обмоток; l_{l1} — длина лобовой части обмотки; β по (5) и $\tau_1 = \pi D_1/2p$.

Исследуем по (1)–(6) и (13), (14) $m=3$ -фазные, $2m=6$ -зонные обмотки, разработанные для асинхронных машин серии RA при, например $z_1 = 36$ пазах, числах полюсов $2p = 2, 4, 6, 8, 10$ [7–10], показанные развертками пазовых слоев на рис.1–3, где фазные

q_1	$x = 0$				$x = x_{\text{опт}}$					
	$y_{\text{п.ср}}$	β	$K_{\text{об}}$	$\sigma_{\text{д}\%}$	$x_{\text{опт}}$	$K_{\text{об}}$	β	$y_{\text{п.ср}}$	$\sigma_{\text{д}\% \text{min}}$	$K_{\text{эф}}$
3	6,0	2/3	0,8312	1,41	0,61	0,9008	0,7494	6,81	1,01	1,40
	7,0	7/9	0,9019	1,11	—	—	—	—	—	—
2	4,0	2/3	0,8365	2,85	0,46	0,8961	0,7372	4,46	2,30	1,24
	5,0	5/6	0,9330	2,36	—	—	—	—	—	—
1,5	3,0	2/3	0,8312	5,82	0,65	0,9053	0,7606	3,43	4,18	1,39
	4,0	8/9	0,9452	4,56	—	—	—	—	—	—
1,2	3,0	5/6	0,9236	11,59	0,25	0,9308	5/6	3,0	7,13	1,63

зоны чередуются в последовательности $A-Z-B-X-C-Y$ и зоны A, B, C соответствуют начальным сторонам катушечных групп, а X, Y, Z — их конечным сторонам; многоугольники МДС строятся по чередованию фазных зон с использованием вспомогательной треугольной сетки.

Для трехфазной однослойной цепной укороченной (рис.1,*a*) обмотки при $p=1$, $q_1=6$, $y_{\text{п}}=15$, $K_{\text{об}}=0,9271$, имеющей несплошные и симметричные фазные зоны, по многоугольнику МДС рис.1,*b* и (1) при стороне сетки в две единицы длины по теореме косинусов определяются

$$R_{\text{д}}^2 = 680/6 \text{ и } R = 36 \cdot 0,9271/\pi, \sigma_{\text{д}\%} = 0,415, \\ \beta = y_{\text{п}}/3q_1 = 5/6, K_{\beta} = K_{\beta} = 1,0,$$

а такая обмотка, выполняемая «вразвалку» со средним шагом $y_{\text{п.ср}} = 15$ концентрических катушек ($y_{\text{п.и}} = 17, 15, 13$) при сплошных фазных зонах, имеет $K_{\text{об}} = 0,9561$, и по ее шестиугольнику МДС: $R_{\text{д}}^2 = 724/6$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,525$, $\beta = 1,0$, т.е. для цепной укороченной обмотки дифференциальное рассеяние снижается в $0,525/0,415 = 1,27$ раза и поэтому она эффективнее всех других однослоиний исполнений обмоток при $q = 6$.

Для трехфазных двухслойных неравновитковых обмоток по рис.2 с целыми числами q по (1)–(6) и многоугольникам МДС определяются:

при $p = 2$, $q_1 = 3$, шагах концентрических катушек $y_{\text{п.и}} = 8, 6, 4$ с числами витков $(1+x)w_{\text{k}}$, w_{k} , $(1-x)w_{\text{k}}$ и $2w_{\text{k}}$ витках паза (рис.2,*a,b*)

$$K_{\text{об}} = 0,8312 + x \cdot 0,1140; R_{\text{д}}^2 = (69 + 18x + 2x^2)/3; \\ x = x_{\text{опт}} = 0,61;$$

$$\beta = (6 + 2x^2)/9; y_{\text{п.эл}} = 3q\beta = 6 + 2x^2; \\ y_{\text{п.ср}} = 6 + 4x/3; \quad (17)$$

при $p = 3$, $q_1 = 2$, шагах концентрических катушек $y_{\text{п.и}} = 5, 3$ с числами витков $(1+x)w_{\text{k}}$, $(1-x)w_{\text{k}}$ (рис.2,*b,g*)

$$K_{\text{об}} = 0,8365 + x \cdot 0,1294; R_{\text{д}}^2 = (21 + 2x + x^2)/2; \\ x = x_{\text{опт}} = 0,46;$$

$$\beta = (2 + x^2)/3; y_{\text{п.эл}} = 4 + 2x^2; y_{\text{п.ср}} = 4 + x. \quad (18)$$

Подобным образом для трехфазных двухслойных дробных неравновитковых обмоток по рис.3 определяются:

при $p=4$, $q_1=1,5$, шагах катушек $y_{\text{п.и}} = 4, 2$ и $y_{\text{п}} = 3$ с числами витков $(1+x)w_{\text{k}}$, $(1-x)w_{\text{k}}$ и w_{k} (рис.3,*a,b,g*)

$$K_{\text{об}} = 0,8312 + x \cdot 0,1140; R_{\text{д}}^2 = (18 + 4x + x^2)/3; \\ x = x_{\text{опт}} = 0,65;$$

$$\beta = (6 + 2x^2)/9; y_{\text{п.эл}} = 3 + x^2; y_{\text{п.ср}} = 3 + 2x/3; \quad (19)$$

при $p = 5$, $q_1 = 6/5 = 1,2$, $y_{\text{п}} = 3$ и группировке 2 1 1 1 1 (рис.3,*b,g*)

$$K_{\text{об}} = 0,92356 + x \cdot 0,02894;$$

$$R_{\text{д}}^2 = (30 - 8x + 20x^2)/6; x = x_{\text{опт}} = 0,25;$$

$$\beta = (15 + 2x^2)/18; y_{\text{п.эл}} = 3 + 2x^2/5; y_{\text{п.ср}} = 3,0. \quad (20)$$

По полученным соотношениям (17)–(20) вычисляются параметры обмоток при равно- и неравновитковых катушках. Например, для обмотки с $p = 2$ и $q_1 = 3$ (рис.2,*a*) по (17):

при $x=0$ $K_{\text{об}}=0,8312$, $R_{\text{д}}^2=23,0$, $R=36 \cdot 0,8312/2\pi$, $\sigma_{\text{д}\%}=1,41$; $\beta=2/3$, $K_{\beta}'=0,75$, $K_{\beta}=0,8125$ и $y_{\text{п.ср}}=y_{\text{п.эл}}=6,0$ — для неравновитковых катушек;

при $x=x_{\text{опт}}=0,61$ $K_{\text{об}}=0,9008$, $R_{\text{д}}^2=80,7242/3$, $R=36 \cdot 0,9008/2\pi$ и $\sigma_{\text{д}\% \text{min}}=1,01$; $\beta=0,7494$, $K_{\beta}'=0,8120$, $K_{\beta}=0,8590$, $y_{\text{п.эл}}=6,744$ и $y_{\text{п.ср}}=6,813$, т.е. дифференциальное рассеяние снижается в $1,41/1,01=1,40$ раза по сравнению с равновитковыми ($x=0$) катушками.

Расчеты параметров трехфазных двухслойных обмоток рис.2 и 3 при равно- ($x=0$) и неравновитковых катушках для $x=x_{\text{опт}}$ сведены в таблицу, где эффективность неравновитковых обмоток оценивается по дифференциальному рассеянию коэффициентом $K_{\text{эф}}=\sigma_{\text{д}\%}/\sigma_{\text{д}\% \text{min}}$.

Нетрудно видеть, что значения β по (17)–(20) и коэффициентов K_{β}' , K_{β} для исследованных обмоток при равновитковых катушках ($x=0$) соответствуют соотношениям (3) при шаге катушек по пазам $y_{\text{п}}=y_{\text{п.э}}=y_{\text{п.ср}}$ и $\beta=y_{\text{п}}/3q$.

Сравнения исследуемых неравновитковых обмоток при $q_1=3, 2$ для $x=x_{\text{опт}}$ по таблице с двухслойными равновитковыми при шаге катушек по пазам $y_p=\text{ent}(2,5q)$ [5] показывают высокую их эффективность как по меньшему расходу обмоточного провода, так и по улучшенному гармоническому составу МДС. Например, при $q_1=3$ и $y_p=7$ для равновитковой обмотки $K_{\text{об}}=0,9019$, $\sigma_{\text{д}\%}=1,11$, для неравновитковой при $x_{\text{опт}}=0,61$ $K_{\text{об}}=0,9008$, и $\sigma_{\text{д}\%}=1,01$ при шаге $y_{\text{п.ср}}=6,81 < y_p=7,0$; при $q_1=2$, $y_p=5$ для равновитковой обмотки $K_{\text{об}}=0,9330$ и $\sigma_{\text{д}\%}=2,36$, для неравновитковой при $x_{\text{опт}}=0,46$ $K_{\text{об}}=0,8961$, $\sigma_{\text{д}\%}=2,30$ при шаге $y_{\text{п.ср}}=4,46 < y_p=5,0$; при $q_1=1,5$ и $y_p=4$ для равновитковой обмотки $K_{\text{об}}=0,9452$ и $\sigma_{\text{д}\%}=4,56$, для неравновитковой при $x_{\text{опт}}=0,65$ $K_{\text{об}}=0,9053$, $\sigma_{\text{д}\%}=4,18$ при шаге $y_{\text{п.ср}}=3,43 < y_p=4,0$.

Отметим, что значение x' , определяемое для дробной неравновитковой обмотки рис.3,б при $q_1=1,2$ ($d=p=5$) из условия $K_{\text{обв}}=0$ полного устранения из МДС (ЭДС) низшей гармонической дробного порядка $v=1/5$, равно $x'=0,24$ [7,8], а его оптимальное значение по условию минимизации коэффициента дифференциального рассеяния равно $x_{\text{опт}}=0,25$; в такой обмотке коэффициент $\sigma_{\text{д}\%}$ снижается в 1,63 раза.

Результаты, приведенные в таблице, показывают высокую степень эффективности неравновитковых обмоток, целесообразность их применения в электромашиностроении для трехфазных асинхронных и синхронных машин.

Таким образом, многоугольники МДС позволяют определять и оптимизировать элек-

тромагнитные параметры предложенных схем трехфазных симметричных неравновитковых обмоток, что дает возможность выполнять электромагнитные расчеты трехфазных электрических машин с такими обмотками по известным методикам, применяемым на практике.

Список литературы

1. Сорокер Т.Г. Многофазный асинхронный двигатель и преобразователь частоты: Поверочный расчет//Тр.ВНИИЭМ. 1959.
2. Сорокер Т.Г. Поле в зазоре асинхронного двигателя и связанные с ним реактивные сопротивления//Тр.ВНИИЭМ. 1976. Т.45. С.5—37.
3. Гурин Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серии электрических машин. М.: Энергия, 1978.
4. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И.Радина. М.: Энергоатомиздат, 1990.
5. Проектирование электрических машин. В 2-х кн./Под ред. И.П.Копылова. М.: Энергоатомиздат, 1993.
6. Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА. М.: «Знак», 1998.
7. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока: Основы теории и расчетов. Н.Новгород: Изд-во ВИПИ, 1995.
8. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных дробных обмоток//Электротехника. 1996. № 10. С.28—34.
9. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии РА//Электротехника, 1996. № 2. С.10—14.
10. Попов В.И. Эффективность трехфазных двухслойных дробных $q=b+0,5$ электромашинных обмоток с неравновитковыми катушками//Электротехника. 1998. № 4. С.6—11.

Разработка трехфазных асинхронных одномашинных преобразователей частоты в новой серии РА

ПОПОВ В.И., доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАЭН, АХУНОВ Т.А., доктор электротехники, чл-кор. РАЭН, МАКАРОВ Л.Н., канд. техн.наук, доктор электротехники

Волжский ГИПИ (Н.Новгород), ОАО ЯЭМЗ-ELDIN (г.Ярославль)

Приведены основные результаты разработки трехфазных асинхронных ОПЧС как модификации машин с фазным ротором серии РА, исследованы новые схемы трехфазных однослойных цепных, двухслойных дробных при $d=5, 7$ обмоток статора, трехфазно-многофазной совмещенной обмотки фазного ротора. Показаны особенности электромагнитных расчетов ОПЧС, даны сравнения основных показателей ОПЧС на $H=160$ мм с двухмашинными ПЧ зарубежных фирм.

Электромашинные преобразователи повышенной нерегулируемой частоты (ПЧ) в диапазоне 75—500 Гц преимущественно приме-

няются как источники питания электрооборудования с быстроходными ($n>3000$ об/мин) асинхронными двигателями (станки дерево-

обрабатывающей, подшипниковой промышленности, электроинструмент, устройства автоматики и др). Традиционное двухмашинное или однокорпусное их исполнение с раздельными магнитопроводами двигателя и генератора характеризуется повышенным расходом активных и конструктивных материалов [1—4].

Принципы электромагнитного совмещения — магнитного двух разнополюсных рабочих полей в общем магнитопроводе и электрического двух многофазных разнополюсных обмоток в общей совмещенной обмотке [2—4] — позволяют создавать одномашинные ПЧ (ОПЧС) при упрощении их конструкции и технологии изготовления, улучшении массогабаритных, энергетических показателей из-за снижения на 50—60% расхода конструктивных материалов, на 30—40% обмоточного провода, повышении эксплуатационной надежности из-за уменьшения числа обмоток, подшипников, общей длины преобразователя. Опыт промышленной эксплуатации одномашинных ПЧ (типов АПЧО-75 Гц, ИЭ-9403 и С-759-200 Гц, ОПЧС-50/200 Гц) [4] подтверждает их высокую эффективность по сравнению с двухмашинными агрегатами.

Исследуемые в статье трехфазные асинхронные ОПЧС разработаны на базе новой серии RA [5] АД, освоенной ОАО ЯЭМЗ-ELDIN с 1995 г. Выпуск всех $H=71\div355$ мм серий на одном предприятии облегчает задачу создания ОПЧС широкого диапазона частот и мощностей с учетом опыта серийного производства с 1981 г. ОПЧС-50/200 Гц.

Конструктивно ОПЧС незначительно отличаются от серийных АД и не имеют свободного конца вала; их целесообразно разрабатывать и проектировать как модификации машин с фазным ротором на $H\geq80$ мм. Асинхронные ОПЧС (рис.1) содержат на статоре две трехфазные раздельные взаимоиндуктивно не связанные обмотки 1, 2 с полюсностями p_1 и p_2 , подключаемые к первичной трехфазной сети (U_1 ; f_1) со встреч-

ным чередованием фаз, одну совмещенную обмотку 3 на фазном роторе с симметричными короткозамкнутыми цепями для полюсности p_1 и трехфазными $2p_2$ -полюсными выводами на контактные кольца 4 для съема U_2 с частотой

$$f_2 = s_2 f_1 = [1 + (1 - s_1)p_2/p_1] f_1, \quad (1)$$

где скольжения $s_1=0,03\div0,05$ и $s_2>1$ соответствуют машинам $2p_1$ -полюсной в режиме двигателя и $2p_2$ -полюсной в режиме электромагнитного тормоза, условно называемой генератором.

С учетом ограничений для ОПЧС $p_2\neq p_1$, $|p_2-p_1|\neq 1$ [2] по (1) $f_2>2f_1$ при $p_2>p_1$ и $f_1<f_2<2f_1$ при $p_2<1$; при $f_1=50$ Гц для $p_2/p_1=4/2$ — $f_2\approx150$ Гц, $p_2/p_1=3/1$ (и $6/2$) — $f_2\approx200$, $p_2/p_1=5/1$ — $f_2\approx300$, $p_2/p_1=7/1$ — $f_2\approx400$. В ОПЧС с трехфазными симметричными обмотками сохраняется сердечник статора базовой машины при специальной геометрии фазного ротора с симметричной совмещенной обмоткой; для частот $f_2>200$ Гц ротор ОПЧС следует выполнять с толщиной листов 0,35 мм.

Трехфазные симметричные разнополюсные обмотки статора ОПЧС не имеют особых отличий от обычных $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных* обмоток с ограничениями на числа ветвей, сопряжения фаз при целых $q_{1d}=z_1/6p_1$ и $q_{1g}=z_1/6p_2$; при обмотке ОПЧС с дробным $q=z_1/6p$ взаимоиндуктивные связи устраняются путем выполнения ее из неравновитковых катушек [6—13]. Для повышения заполнения паза двухобмоточного статора ОПЧС его малополюсная обмотка выполняется однослойной цепной с укороченным шагом y_n . Такая обмотка ОПЧС при $2p=2$, $z_1=36$, $q=6$, $y_n=15$, $b_p=6$ катушечных групп 1Г...6Г (рис.2,а) характеризуется симметричными несплошными фазными зонами [10] и многогульником рис.2,г с симметрично смещенными к центру пазовыми точками вершин шестиугольника. Ее коэффициенты укорочения $K_y=\sin(\pi y_n/6q)$, распределения $K_p=\sin(q\alpha_k/4)/(q/2)\sin(\alpha_k/2)$, обмоточный $K_{ob}=K_y K_p$ при $q/2$ соседних катушках и угол $\alpha_k=360^\circ/3q$ сдвига в каждой группе равны: $K_y=0,9659$, $K_p=0,9598$ и $K_{ob}=0,9271$. По многоугольнику МДС (рис.2,г) при стороне сетки в две единицы

* Фазные зоны ($60'$) $m=3$ -фазных, $2m=6$ -зонных обмоток обозначаются на развертках пазовых слоев как A—X, B—Y, C—Z для фаз соответственно I, II, III, чередуются в последовательности A—Z—B—X—C—Y для генераторной полюсности p_2 , в обратной для двигательной полюсности p_1 и по ним (по треугольной сетке) строятся многоугольники МДС.

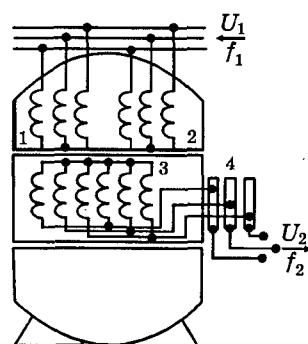


Рис.1. Электрическая схема трехфазного асинхронного ОПЧС

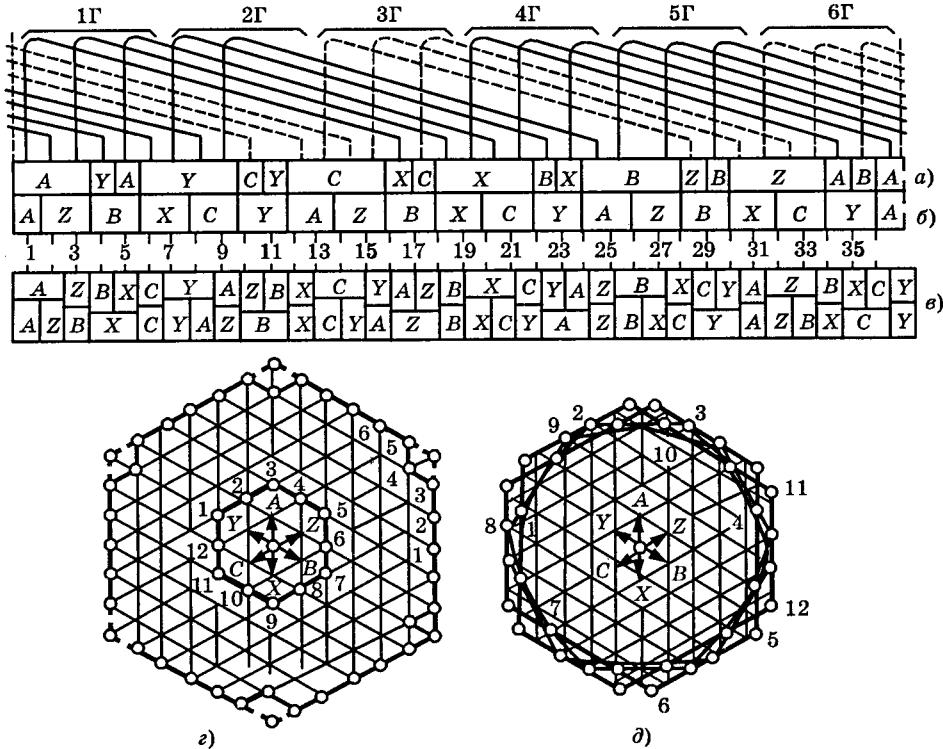


Рис.2. Чередования фазных зон и многоугольники МДС $m=3$ -фазных обмоток ОПЧС при $z_1=36$ для $p=1$ (а,в), $p=3$ (б,г), $p=5$ (е,д)

длины по выражениям [14]

$$\sigma_{\text{д}\%} = [(R_{\text{д}}/R)^2 - 1]100 \text{ при } R_{\text{д}}^2 = [\sum_1^N R_i^2]/N \text{ и} \\ R = zK_{\text{об}}/(p\pi) \quad (2)$$

определяются: $R_{\text{д}}^2 = 680/6$, $R = 36 \cdot 0,9271/\pi$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,415$, где $\sigma_{\text{д}\%}$ — коэффициент дифференциального рассеяния, характеризующий гармонический состав МДС обмотки независимо от геометрии пазов и размеров магнитопровода; $R_{\text{д}}^2$ — средний квадрат радиусов $i=1 \dots N=q$ пазовых точек многоугольника; R — радиус окружности основной гармонической МДС.

Такая обмотка ($p=1$, $q=6$), выполняемая «вразвалку» с шагом концентрических катушек $y_{\text{п.ср}} = 2,5q = 15$, с сплошными фазными зонами при недеформированном шестиугольнике МДС (рис.2,а), имеет $K_{\text{об}} = 0,9561$, $R_{\text{д}}^2 = 724/6$ и $\sigma_{\text{д}\%} = 0,525$, т.е. обмотка на рис.2,а превосходит по коэффициенту $\sigma_{\text{д}\%}$ в $0,525/0,415 = 1,27$ раза все модификации обмоток с $q=6$. Подобным образом для цепных обмоток ОПЧС при $z_1 = 48, 60, 72$:

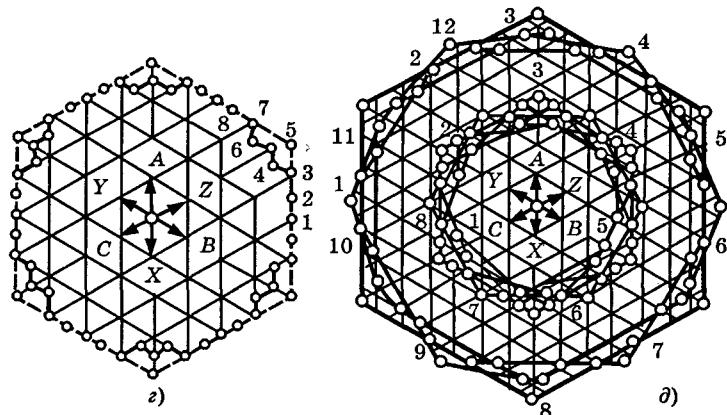
при $z_1 = 48$, $q = 8$ и $y_{\text{п}} = 19$ (рис.3,а с многоугольником МДС по рис.3,а) — $K_{\text{об}} = 0,9068$ и $\sigma_{\text{д}\%} = 0,283$, а для варианта «вразвалку» при $y_{\text{п.ср}} = 20$ — $K_{\text{об}} = 0,9556$ и $\sigma_{\text{д}\%} = 0,387$, т.е. эффективность по $\sigma_{\text{д}\%}$ обмотки (рис.3,а) повы-

шается в $0,387/0,283 = 1,37$ раза при меньшем шаге $y_{\text{п}} = 19 < y_{\text{п.ср}} = 20$;

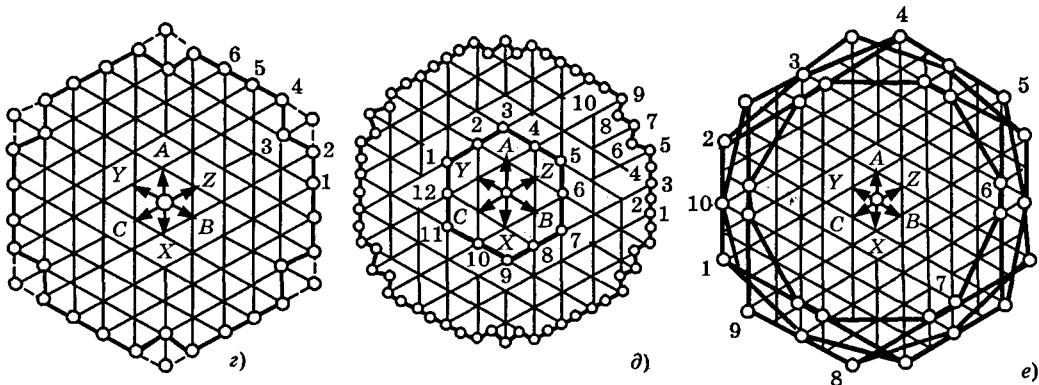
при $z_1 = 60$, $q = 10$ и $y_{\text{п}} = 25$ (рис.4,б с наружным многоугольником МДС рис.4,д) — $K_{\text{об}} = 0,9241$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,165$, а вариант «вразвалку» при том же $y_{\text{п.ср}} = 25$ имеет $K_{\text{об}} = 0,9554$ и $\sigma_{\text{д}\%} = 0,317$, т.е. $\sigma_{\text{д}\%}$ снижается в $0,317/0,165 = 1,92$ раза; при $z_1 = 72$, $q = 12$, $y_{\text{п}} = 29$ (рис.5,а с наружным многоугольником рис.5,д) — $K_{\text{об}} = 0,9119$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,127$, а вариант «вразвалку» при $y_{\text{п.ср}} = 30$ имеет $K_{\text{об}} = 0,9552$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,297$, т.е. эффективность обмотки рис.5,а по $\sigma_{\text{д}\%}$ выше в $0,297/0,127 = 2,34$ раза при меньшем $y_{\text{п}} < y_{\text{п.ср}}$;

$2p=4$ -полюсная обмотка ОПЧС: для статора с $z_1 = 36$ ($q = 3$) — однослойная цепная с $y_{\text{п}} = 9$, $K_{\text{об}} = 0,9598$, $\sigma_{\text{д}\%} = 1,405$; для $z_1 = 48$ ($q = 4$) — однослойная «вразвалку» с $y_{\text{п.ср}} = 11$, 9 концентрических катушек ($y_{\text{п.ср}} = 10$) — $K_{\text{об}} = 0,9577$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,882$; для $z_1 = 60$ ($q = 5$) — однодвухслойная концентрическая [5] по рис.4,а при $y_{\text{п.ср}} = 15, 13, 9$, наружной двухслойной катушке с $w_k/2$ витками ($y_{\text{п.ср}} = 11, 8$) и многоугольнике МДС по рис.4,г, для которой $K_{\text{об}} = 0,9149$ и $\sigma_{\text{д}\%} = 0,617$, ее вариант «вразвалку» с $y_{\text{п.ср}} = 15, 13, 11$ ($y_{\text{п.ср}} = 12, 6$) имеет $K_{\text{об}} = 0,9567$, $\sigma_{\text{д}\%} = 0,643 > 0,617$; обмотка с $2p=4$ и $z_1 = 72$ ($q = 6$) повторяет дважды обмотку рис.2,а; $2p=6$ -полюсная обмотка ОПЧС для

$p_1 = 1$
a)
b)
c)
d)

Рис.3. То же, что и на рис.2, но при $z_1=48$ для $p=1$ (a,z), $p=5$ (b,d) и $p=7$ (c,e)

12Г	1Г	2Г	3Г	4Г	5Г	6Г	7Г	8Г	9Г	10Г	11Г
A Y A Y C Y C X C X B X B Z B Z A Z A Y A Y C Y C X C X B X B Z B B A Z A	a)										
A Y A Y A Y C Y C Y C X C X C X B X B X B Z B Z B Z A Z A A Y A Z Y C Y A Z C X C X C Y X B X B X C B Z B Z B C B A Z A Z A Y A	b)										
1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35 37 39 41 43 45 47 49 51 53 55 57 59	c)										

Рис.4. То же, что и на рис.2, но при $z_1=60$ для $p=2$ (a,z), $p=1$ (b,d) и $p=7$ (c,e)

статора с $z_1=36$ ($q=2$) — однослойная цепная с $y_{\text{п}}=5$, $K_{\text{об}}=0,9659$, $\sigma_{\text{д}\%}=2,849$ (по рис.2,в и внутреннему шестиугольнику МДС по рис.2,з), для $z_1=72$ ($q=4$) — однослойная «вразвалку» с параметрами обмотки при $2p=4$ и $z_1=48$; $2p=8$ -полюсная обмотка ОПЧС — однослойная цепная для $q=2$ ($z_1=48$) с

$y_{\text{п}}=5$, $K_{\text{об}}=0,9659$, $\sigma_{\text{д}\%}=2,849$ и для $q=3$ ($z_1=72$) с $y_{\text{п}}=9$, $K_{\text{об}}=0,9598$, $\sigma_{\text{д}\%}=1,405$; двухслойная равновитковая для $q=2,5$ ($z_1=60$) с $y_{\text{п}}=6$, $K_{\text{об}}=0,9099$ и $\sigma_{\text{д}\%}=1,726$.

Основные параметры трехфазных одно- и двухслойных равновитковых обмоток статора ОПЧС при $z_1=36, 48, 60, 72$ сведены в

Таблица 1

z_1	Параметры m -фазных симметричных обмоток статора ОПЧС					
	p	$q=z_1/6p$	Тип обмотки	Шаг y_n	K_{ob}	$\sigma_{d\%}$
36	1	6	Однослочная цепная	15	0,9271	0,414
	2	3		9	0,9598	1,405
	3	2		5	0,9659	2,849
48	1	8	Однослочная цепная	19	0,9068	0,283
	2	4	Однослочная "вразвалку"	11;9	0,9577	0,882
	4	2	Однослочная цепная	5	0,9659	2,849
60	1	10	Однослочная цепная	25	0,9241	0,165
	2	5	Одно-двухслойная концентрическая	15;18;9	0,9149	0,617
	4	2,5	Двухслойная равновитковая	6	0,9099	1,726
	5	2	Однослочная цепная	5	0,9659	2,849
	1	12	Однослочная цепная	29	0,9119	0,127
	2	6		15	0,9271	0,414
	3	4		11;9	0,9577	0,882
72	4	3	Однослочная цепная	9	0,9598	1,405
	6	2		5	0,9659	2,849

табл.1.

Трехфазная $2p=10$ -полюсная обмотка ОПЧС для $z_1=36$ ($q=6/5$), $z_1=48$ ($q=8/5$), $z_1=72$ ($q=12/5$) — двухслойная дробная, а для $z_1=60$ ($q=2$) — однослочная цепная ($y_n=5$, $K_{ob}=0,9659$, $\sigma_{d\%}=2,849$); $2p=14$ -полюсная обмотка ОПЧС — дробная для $z_1=48$ ($q=8/7$), $z_1=60$ ($q=10/7$), $z_1=72$ ($q=2/7$). Так как симметричные $m=3$ -фазные обмотки с дробным $q=N/d>1$ создают в МДС гармонические низших дробных порядков по ряду

$$v=2mk/d\pm 1=6k/d\pm 1, \quad (3)$$

то обмотки с $d=p=5$ и $d=p=7$ содержат $2p_v=2$ -полюсную низшую гармоническую МДС. В таких дробных неравновитковых обмотках ОПЧС [5—13] с числами витков катушек $(1-x)w_k$, w_k , $(1+x)w_k$ и $2w_k$ витках паза показатель $0 < x < 1$ определяется по условию $K_{obv}=f(x)=0$ устранения из МДС (ЭДС) обмотки гармонической $v=1/p$ и значению $x=x_{opt}$ по [16]

$$d(\sigma_d)/dx = d(R_d/K_{ob})^2/dx = 0 \quad (4)$$

соответствует $\sigma_{d\%min}$ дифференциального рассеяния (2) при $N=qd$. Из многоугольника МДС определяются также коэффициенты [4]

$$K'_\beta = [\sum_1^N N_{ci}^2]/4N \text{ и } K_\beta = (1+3K'_\beta)/4, \quad (5)$$

учитывающие влияние на пазовое рассеяние укорочения шага двухслойных неравновитковых катушек; по K'_β (5) вычисляется значение β среднего электрического шага $y_{n,\text{эл}}=f(x)$ катушек, характеризующего K_{ob} , а также шаг $y_{n,\text{ср}}$ катушек, определяющий их

размеры,

$$\beta = y_{n,\text{эл}}/3q = (4K'_\beta - 1)/3;$$

$$y_{n,\text{ср}} = [\sum_1^N y_{ni} w_{ki*}] / N, \quad (6)$$

где N_{ci}^2 — квадрат длины i -й стороны многоугольника МДС с единичной МДС одного слоя паза, $w_{ki*}=w_{ki}/w_k$ витках i -й катушки шага y_{ni} .

Трехфазная $2p=10$ -полюсная дробная неравновитковая обмотка ОПЧС при $q=6/5$ ($z_1=36$) по схеме рис.2, σ [9] с группировкой 2 1 1 1 1 и шагом катушек $y_n=3$ имеет по [3] $K_{obv}=f(x)$ для $v=1$ и $v=1/p$:

$$K_{ob} = 0,92356 + x 0,02894;$$

$$K_{obv=1/5} = 0,0376 - x 0,1566, \quad (7)$$

откуда при $x=0$ — $(F_{mv}/F_m)100=(K_{obv}/vK_{ob})100=20,36\%$, а из условия $K_{obv=1/5}=0$ определяется значение $x'=0,24$, при котором из ЭДС (МДС) обмотки рис.2, σ ($q=6/5$) устраивается $2p_v=2$ -полюсная гармоническая и такая обмотка ОПЧС взаимоиндуктивно не связана с его $2p=2$ -полюсной обмоткой. По многоугольнику МДС рис.2, σ при $x=0,25$, где числам витков $(1-x)w_k$, w_k , $(1+x)w_k$ соответствуют 1,5; 2,0; 2,5 сторон сетки, для обмотки рис.2, σ по (2), (4)—(7) определяются:

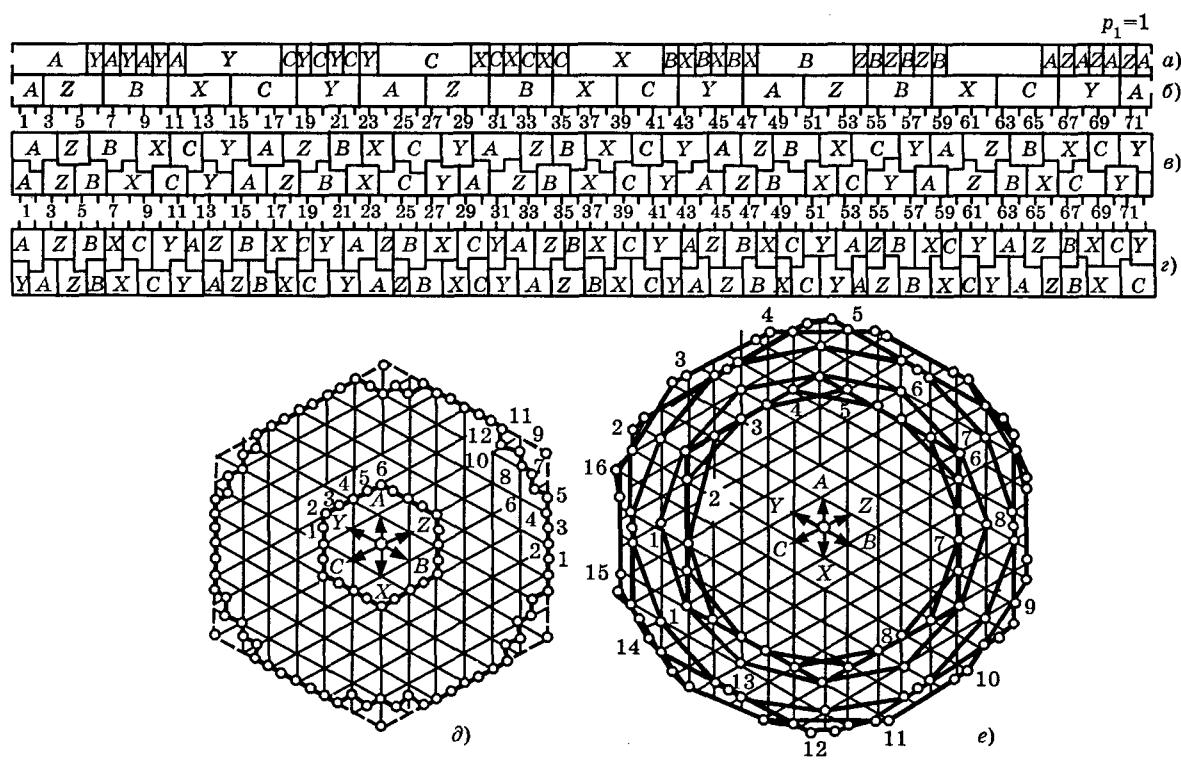
$$R_d^2 = (30-8x+20x^2)/6 \text{ и } x_{opt}=0,25;$$

$$\beta = (15+2x^2)/18; y_{n,\text{ср}} = 3,0; \quad (8)$$

при $x=0$ — $K_{ob}=0,9236$; $R_d^2 = 30/6=5,0$; $R = 36 \cdot 0,9236/5\pi$ и $\sigma_{d\%} = 11,59$; $\beta = 15/18=5/6$; $K'_\beta = (1+3\beta)/4 = 0,875$; $K_\beta = (1+3K'_\beta)/4 = 0,9063$;

Таблица 2

z_1	Параметры $m=3$ -фазных симметричных дробных обмоток статора ОПЧС							
	p	q	$y_{\text{п}}$	Рисунок	$K_{\text{об}}, K_{\text{обв}=1/p}$	R_{Δ}^2	β	$x_{\text{опт}}/x'$
36	5	6/5	3	2,ε [9]	$0,92356+x0,02894$ $0,0376+x0,1566$	$\frac{30-8x+20x^2}{6}$	$\frac{15+2x^2}{18}$	0,25 0,24
48	5	8/5	4	3,σ [6]	$0,92305+x0,02439$ $0,0171+x0,0695$	$\frac{67-2x+10x^2}{8}$	$\frac{10+x^2}{12}$	0,28 0,25
	7	8/7	4	3,ε [8]	$0,92305+x0,02439$ $0,0366+x0,1226$	$\frac{38-16x+29x^2}{8}$	$\frac{10+x^2}{12}$	0,31 0,30
60	7	10/7	5	4,ε [7]	$0,92281+x0,03120$ $0,0167+x0,0571$	$\frac{68-4x+14x^2}{10}$	$\frac{25+4x^2}{30}$	0,31 0,29
72	5	12/5	6	5,ε [12]	$0,92268+x0,02891$ $0,0113-x0,0471$	$\frac{220-4x+17x^2}{12}$	$\frac{15+2x^2}{18}$	0,29 0,24
	7	12/7	6	5,ε [11]	$0,92268+x0,03260$ $0,0111-x0,0537$	$\frac{116-8x+28x^2}{12}$	$\frac{5+x^2}{6}$	0,29 0,21

Рис.5. То же, что и на рис.2, но при $z_1=72$ для $p=1$ (a,δ), $p=3$ (b,δ), $p=5$ (c,e) и $p=7$ (d,e)

при $x=x_{\text{опт}}=0,25$ — $K_{\text{об}}=0,9308$; $R_{\Delta}^2 = 29,25/6$; $R = 36 \cdot 0,9308/5\pi$; $\sigma_{\Delta\%}=\sigma_{\Delta\% \text{min}} = 7,13$; $\beta = 0,8403$; $K_{\beta} = 0,8802$; $K_{\beta} = 0,9102$; $y_{\text{п.эл}} = \beta 3q = 3,025$, т.е. снижается в $11,59/7,13=1,63$ раза.

Подобным образом исследуются и сводятся в табл.2 параметры неравновитковых дробных обмоток ОПЧС при $2p=10, 14$ для $z_1=48, 60, 72$.

Симметричные двухслойные совмещенные обмотки ротора ОПЧС при $p_2 > p_1$ — $m_{2\Gamma}=3$ -фазные, $2m_{2\Gamma}=6$ -зонные для генераторной полюсности p_2 с $6p_2$ катушечными группами при $q_2=z_2/6p_2$ целом или дробном ($d=2$) и соединением генераторных фаз в

$a_{2\Gamma}=p_2$ ветви [3]. Принцип их формирования поясняется (рис.6) на примере ОПЧС-50/400 Гц с $p_2/p_1=7/1$.

Генераторная фаза $P1-0$ из $2p_2=14$ катушечных групп в виде зачерненных прямоугольников на рис.6,а с номерами $1\Gamma+(3k)\Gamma = 1\Gamma, 4\Gamma, 7\Gamma, \dots, 40\Gamma$ и $k=0, 1, 2, \dots, (2p_2-1)$ формируется по алгоритму: начала нечетных групп образуют зажим $P1$ фазы, концы нечетных и четных групп соединяются вместе, а начала четных групп образуют зажим конца фазы, соединяемый в нулевую точку 0 звезды генераторных фаз. Катушечные группы такой фазы $P1-0$ смешены на углы: $360^\circ p_2/2p_2=180^\circ$ для полюсности $p_2=7$ и об-

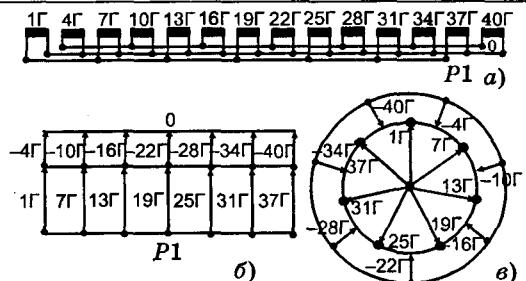


Рис.6. Формирование генераторной фазы $P1-0$ совмещенной обмотки ОПЧС при $p_2/p_1=7/1$ (а), диаграммы ЭДС групп для $p_2=7$ (б) и $p_1=1$ (в)

разуют $a_{2r}=p_2=7$ ветвей (рис.6,б); $180^\circ p_1/p_2 = 180^\circ/7$ для $p_1=1$ и образуют $p_2=7$ -фазную короткозамкнутую систему (рис.6,в), а все $m_{2r}=3$ фазы генератора образуют для полюсности p_1 симметричную $m_{2d}=p_2 m_{2r}$ -фазную короткозамкнутую обмотку и на генераторных зажимах отсутствуют ЭДС от $2p_1$ -полюсного поля статора; такая совмещенная обмотка может работать и как $2p_1=4$, 6-полюсная двигательная.

Трехфазно-многофазные совмещенные обмотки [3] исследуются по многоугольникам МДС: для $m_{2r}=3$ -фазной генераторной части они строятся по треугольной сетке, а для $m=m_{2d}=3p_2$ -фазной, $m'=2m=6p_2$ -зонной дви-

гательной части — по методу равнобедренных треугольников [14], токи $m'=6p_2$ -фазных зон изображаются симметрично смещеными системами векторов $A-Z-B-X-C-Y$, $A-Z-B-X-C-Y$, $A-Z-B-X-C-Y$, ... и $A-Z-B-X-C-Y$ соответствуют трехфазной шестизонной системе полюсности p_2 при дополнительных верхних индексах от 1 до p_2-1 ; те же обозначения приняты для фазных зон полюсности p_1 на развертках рис.7 при встречном чередовании зон $A-Y-C-X-B-Z$ для полюсности p_2 с $m_{2r}=3$.

Развертки пазовых слоев 3/15-фазной совмещенной обмотки ротора ОПЧС при $p_2/p_1=5/1$, $z_2=60$ показаны на рис.7,а для $p_1=1$, рис.7,в для $p_2=5$ и векторы токов фазных зон — в центре многоугольников МДС рис.7,г; при $q_2=2$, $y_{n2}=17$ ее обмоточные коэффициенты равны:

для $p_2=5$ ($m_{2r}=3$) — $K_{y_{n2}}=\sin(\pi y_{n2}/2\tau_{n2})$ при $\tau_{n2r}=3q_2=6$; $K_{p2r}=\sin(2 \times 15^\circ)/2\sin(15^\circ)$ и $K_{ob2r}=0,9330$, тогда по внутреннему многоугольнику рис.7,г при $R_{d2r}^2=13$, $R_{2r}=60 \times 0,9330/5\pi=2,357$;

для $p_1=1$ ($m_{2d}=15$) — $K_{y_{n2d}}=\sin(\pi y_{n2d}/2\tau_{n2d})$ при $\tau_{n2d}=15q_2=30$; $K_{p2d}=\sin(30^\circ/5)/2\sin(15^\circ/5)$ и $K_{ob2d}=0,7761$, а значение $\sigma_{d2d\%}$ определяется из наружного многоугольника МДС рис.7,г, построенного по равнобедренным

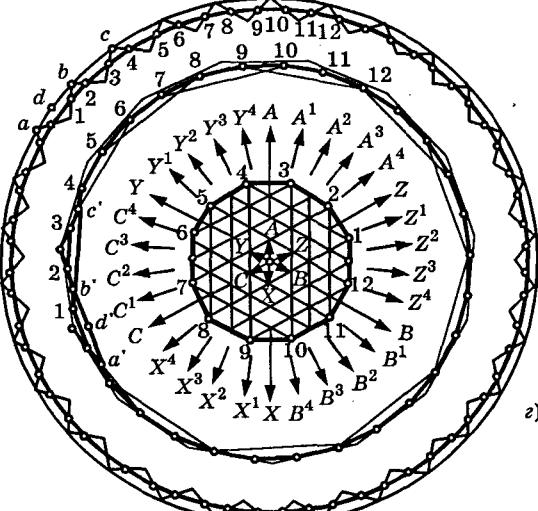
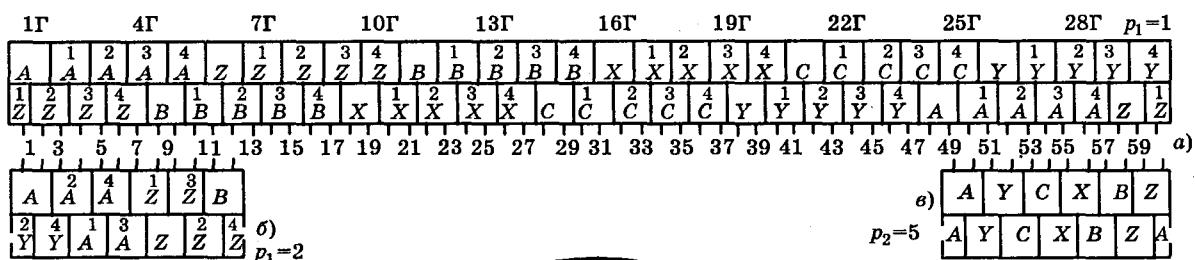


Рис.7. Чередования фазных зон и многоугольники МДС совмещенной обмотки при $z_2=60$ для $p_1=1$ с $m_{2d}=15$ (а,в) и $p_1=2$ (б,г), $p_2=5$ (в,г)

Таблица 3

z_2	p_2/p_1	q_2	y_{n2}	Параметры совмещенных обмоток ротора ОПЧС								
				m-фазная полюсность p_1				m=3-фазная полюсность p_2				
				p_1	m_{2d}	a_{2d}	K_{ob2d}	$\sigma_{d2d\%}$	p_2	a_{2r}	K_{ob2r}	$\sigma_{d2r\%}$
27	3/1	1,5	5	1	9	1	0,5470	0,500	3	3	0,9452	4,562
36	4/1	1,5	13	1	12	1	0,9040	0,258	4	4	0,9452	4,562
	4/2	1,5	5	2	12	1	0,7583	1,092	4	4	0,9452	4,562
	1/4	6	13	4	9	1	0,9254	4,223	1	2	0,8666	0,390
45	3/1	2,5	9	1	9	1	0,5849	0,184	3	3	0,9099	1,726
	5/1	1,5	13	1	15	1	0,7867	0,173	5	5	0,9542	4,562
	5/2	1,5	13	2	15	1	0,9640	0,664	5	5	0,9452	4,562
54	3/1	3	11	1	9	1	0,5945	0,109	3	3	0,9019	1,112
	6/2	1,5	13	2	9	1	0,9938	0,458	6	6	0,9452	4,562
60	4/1	2,5	21	1	12	1	0,8886	0,085	4	4	0,9099	1,726
	4/2	2,5	9	2	12	1	0,8002	0,394	4	4	0,9099	1,726
	1/4	10	21	4	15	1	0,9303	1,491	1	2	0,8512	0,272
	5/1	2	17	1	15	1	0,7761	0,087	5	5	0,9330	2,357
	5/2	2	17	2	15	1	0,9728	0,365	5	5	0,9330	2,357
63	3/1	3,5	13	1	9	1	0,6008	0,093	3	3	0,8898	0,953
	7/1	1,5	14	1	21	1	0,6423	0,070	7	7	0,9452	4,562
	7/1	1,5	14	2	21	1	0,9816	0,324	7	7	0,9452	4,562

треугольникам, их боковые стороны изображают токи фазных зон, наклонены к основаниям под углом α и имеют длину в q единиц при целом q или $(q+0,5)$, $(q-0,5)$ единиц при дробных q с $d=2$. Их основания $ab=bc=2q\cos\alpha$, или $ab=2(q+0,5)\cos\alpha$, $bc=-2(q-0,5)\cos\alpha$ и точки a , b , c лежат на окружности радиуса R_0 с центром 0 и углах:

$$0a = R_0 = ac/2\sin 2\gamma; \gamma = 180^\circ/2m;$$

$$\alpha = k\gamma \text{ и } \angle a0c = 4\gamma. \quad (9)$$

При шаге $y_{n,k} = q(m\pm k)$ пазовые точки многоугольника МДС лежат на основаниях a , b , c , ... треугольников, а при шаге, равном

$$y_n = y_{n,k} \pm l = q(m\pm k) \pm l, \quad (10)$$

на боковых сторонах, и треугольники строятся вершинами к центру $(-l)$ или от центра $(+l)$; по (9):

$$R_0^2 = q^2(\cos\alpha/\sin\gamma)^2 \text{ — при целых числах } q; \quad (11)$$

$$R_0^2 = [(4q^2-1)\cos^2\gamma+1](\cos\alpha/\sin 2\gamma)^2; R_1^2 = -R_3^2 = [R_0^2 - (2\cos\alpha)^2] + 1 \pm 2\sqrt{R_0^2 - (2\cos\alpha)^2} \sin\alpha;$$

$$R_2^2 = [\sqrt{R_0^2 - \cos^2\alpha} \pm \sin\alpha]^2; R_d^2 = (2R_1^2 + R_2^2)/3 \quad (12)$$

при $q = 1, 5$ и знаки \pm соответствуют тем же знакам перед l в (10).

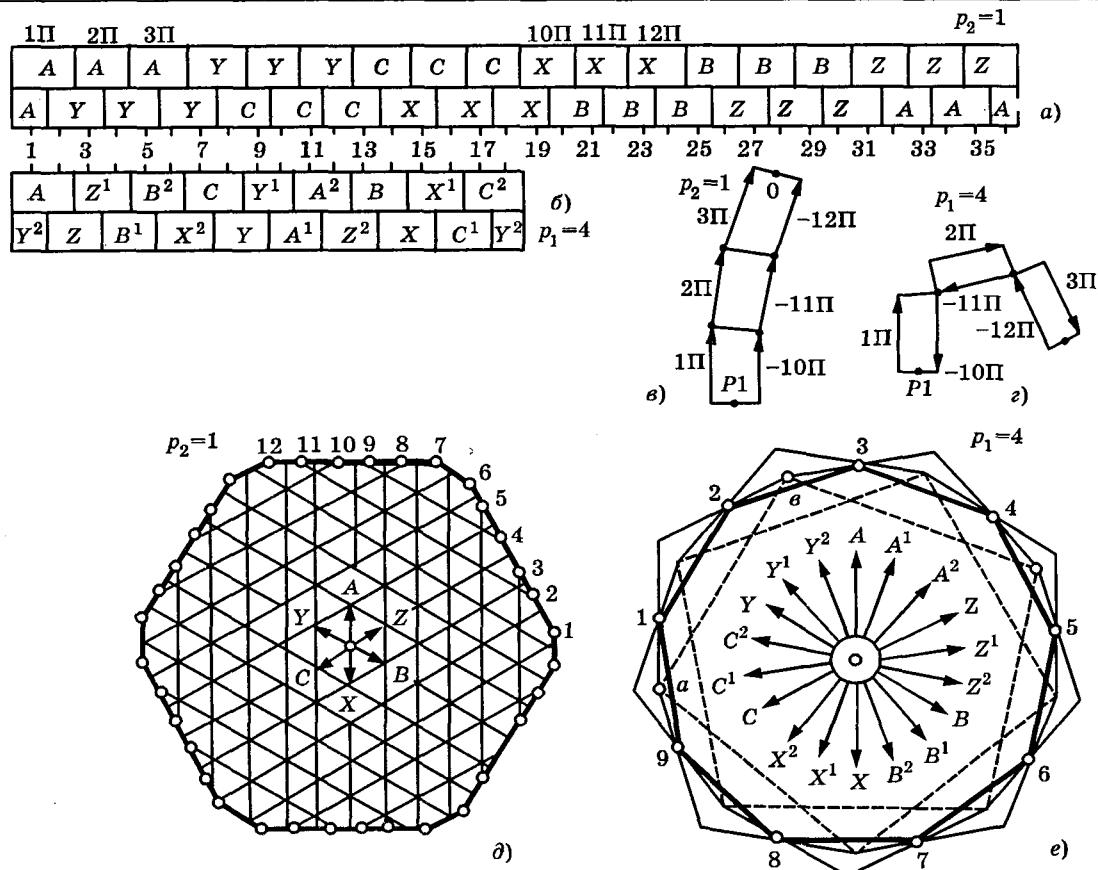
Для $m=m_{2d}=15$ -фазной полюсности $p_1=1$ (рис.7,*a*) совмещенной обмотки с $p_2/p_1=5/1$ ($z_2=60$, $q_2=2$, $y_{n2}=17$) по (9), (10) $\gamma = 180^\circ/2m = 6^\circ$, $y_{n2}=2(15-6)-1=17$ (при $k=6$)

и $\alpha=k\gamma=36^\circ$, поэтому треугольники с углом $\alpha=36^\circ$ и стороной $q_2=2$ единицы строятся вершинами к центру; по (11) $R_0^2=2^2(\cos 36^\circ/\sin 6^\circ)^2$,

$$R_{d2d}^2 = \left(\sqrt{R_0^2 - (2\cos\alpha)^2} - \sin\alpha \right)^2 + \cos^2\alpha \text{ и по}$$

(2) — $\sigma_{d2d\%} = 0,087$ при $K_{ob2d} = 0,7761$. Средний треугольник рис.7,*г* построен для $p_1=2$ с $m=15$ ОПЧС при $p_2/p_1=5/2$ по рис.7,*б*, $y_{n2}=2(15+3)/2-1=17$ (при $k=3$) и $\alpha=k\gamma=18^\circ$, R_0^2 по (11) при $\gamma'=p_1\gamma=12^\circ$, тогда $\sigma_{d2d\%} = 0,365$ при $K_{ob2d} = 0,9728$. Подобным образом исследуются совмещенные обмотки ОПЧС для $p_2/p_1=3/1$ ($m_{2d}=9$), $4/1$ и $4/2$ ($m_{2d}=12$), $p_2/p_1=7/1$ и $7/2$ ($m_{2d}=21$) при $z_2 = 27, 36, 45, 54, 60, 63$ (табл.3).

Формирование совмещенной обмотки ОПЧС при $p_2 < p_1$ для $p_2/p_1=1/4$, $z_2=36$, $m_{2r}=3$, $q_2=36/6=6$ показано на рис.8 [11] при разбивке каждой группы на $n=3$ подгруппы с $q'=q_2/n=2$ катушками и 6 $pr_2=18$ подгруппами с номерами 1П—18П. В генераторной фазе Р1—0 соединены последовательно-согласно 1П, 2П, 3П, к каждой из них подключена параллельно-встречно 10П, 11П, 12П. Такая обмотка при $y_{n2}=13$ имеет параметры (см.табл.3): для $p_2=1$ с $m_{2r}=3$ и $a_{2r}=2$ — $K_{ob2r} = 0,8666$, $\sigma_{d2r\%} = 0,390$ — по рис.8,*а, в, д*; для $p_1=4$ с $m_{2d}=9$, $a_{2d}=1$ — $K_{ob2d} = 0,9254$, $\sigma_{d2d\%} = 4,223$ — по рис.8,*б, г, е*, (9), (11) при $\gamma=10^\circ$, $\alpha=30^\circ$, $R_0^2=3/\sin^2 40^\circ$, $R_d^2=R_0^2+$

Рис.8. То же, что и на рис.7, но при $z_2=36$ для $p_1=4$ с $m_{2\Delta}=9$, $p_2=1$

$+1-2R_0\cos 80^\circ$. Параметры совмещенной обмотки при $p_2/p_1=1/4$, $z_2=60$, $m_{2\Delta}=3$, $q_2=10$, $y_{n2}=21$, $n=5$ и $6np_2=30$, $m_{2\Delta}=15$ показаны в табл.3.

Из табл.1—3 видны возможности проектирования ОПЧС по рис.1 на различных высотах оси вращения при числах пазов магнитопровода:

для ОПЧС-60/300 ($p_2/p_1 = 4/1$) — $z_1/z_2=48/36$, $48/60$, $60/36$, $72/60$; $50/60$ Гц ($p_2/p_1 = 1/4$) — $z_1/z_2=48/36$, $48/60$; $50/200$ Гц ($p_2/p_1 = 3/1$) — $z_1/z_2=36/27$, $36/45$, $36/54$, $72/45$, $72/54$, $72/63$; $60/200$ Гц ($p_2/p_1 = 5/2$) и $50/300$ Гц ($p_2/p_1 = 5/1$) — $z_1/z_2=36/45$, $48/45$, $48/60$, $60/45$, $72/45$, $72/60$; $50/400$ Гц ($p_2/p_1 = 7/1$) — $z_1/z_2=48/63$, $60/63$, $72/63$.

Электромагнитные расчеты трехфазных асинхронных ОПЧС выполняются по схемам замещения рис.9,а,б и энергетической диаграмме преобразования активных мощностей рис.9,в. По схеме рис.9,б преобразованной по [1] для каждой машины ОПЧС с вынесением на зажимы сети ветвей с r_m магнитных потерь и намагничивающей с $r_1 + j(x_1 + X_m)$, при r_1 и x_1 обмотки статора, r_2 и x_2 приведенной обмотки ротора, X_m намагничивающей ветви, R_h эквивалентной нагрузки

ки двигателя и коэффициентах рассеяния $\sigma_1 = x_1/X_m$, $\rho_1 = r_1/(x_1 + X_m)$ параметры равны [1]:

$$\begin{aligned} R_1 &= r_1(1 + \rho_1^2); \quad X_1 = x_1(1 + \sigma_1)(1 + \rho_1 r_1/x_1); \\ R_2 &= r_2'(1 + \sigma_1)^2(1 + \rho_1^2); \quad X_2 = x_2'(1 + \sigma_1)^2(1 + \rho_1^2); \\ r_1 + j(x_1 + X_m) &\approx (1 + \sigma_1)(1 + \rho_1^2)X_m; \\ R_h &= R_2(1 - s)/s; \quad r_k = R_1 + R_2/s; \quad x_k = X_1 + X_2; \\ z_k &= \sqrt{r_k^2 + x_k^2}; \quad z_\infty = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}, \end{aligned} \quad (13)$$

где обычно $\rho \leq 0,1$, поэтому можно принимать $1 + \rho_1^2 \approx 1$.

По схеме замещения рис.9,б для генераторной части асинхронных ОПЧС при сопротивлениях короткого замыкания $r_{k,r}$, $x_{k,r}$, $z_{k,r}$, нагрузки $R_{h,r} = Z_{h,r}\cos\phi_{2r}$, $X_{h,r} = Z_{h,r}\sin\phi_{2r}$, $Z_{h,r}$ общее сопротивление $Z_{e,r}$ рабочей цепи при обозначении $Z_{p,r} = r_{k,r}\cos\phi_{2r} + x_{k,r}\sin\phi_{2r}$ представим в виде

$$\begin{aligned} Z_{e,r}^2 &= (R_{h,r} + r_{k,r})^2 + (X_{h,r} + x_{k,r})^2 = \\ &= Z_{h,r}^2 + z_{k,r}^2 + 2Z_{h,r}Z_{p,r}, \end{aligned} \quad (14)$$

тогда активная мощность P_{2r} нагрузки при скольжении s_2 и $K = z_{k,r}/Z_{h,r}$

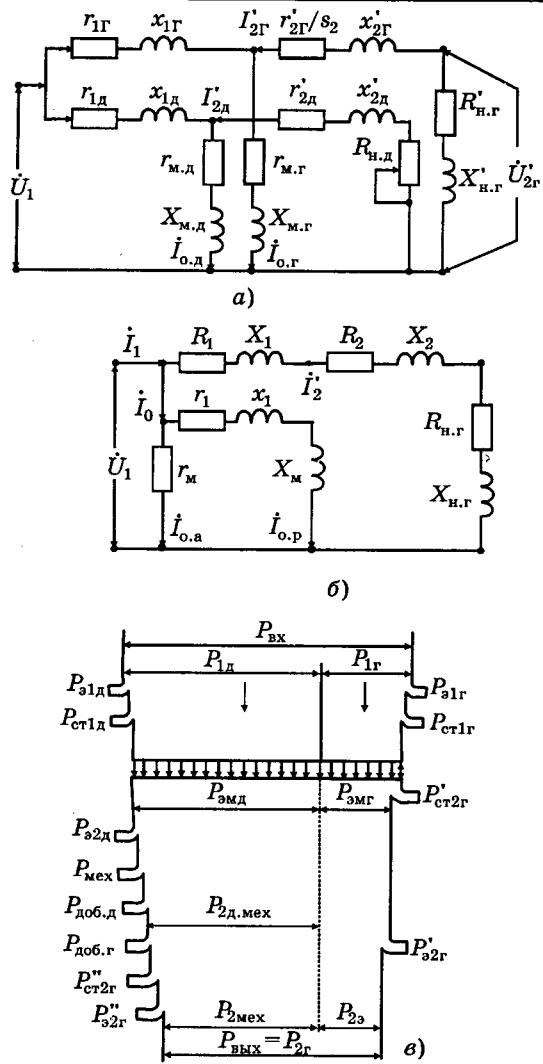


Рис.9. Схемы замещения (а,б) и энергетическая диаграмма (в) преобразования активных мощностей асинхронных ОПЧС для $p_2 > p_1$: $P_{2r} = P_{2e} + P_{2m}$, $P_{2e} = P_{2r}/s_2$, $P_{2m} = P_{2r}(s_2 - 1)/s_2$, $s_2 = 1 + (1 - s_1)p_2/p_1$; $P'_{2r} = P_{ct2r}/s_2^{1.5}$ и $P''_{2r} = P_{ct2r}/(s_2^{1.5} - 1)s_2^{1.5}$; $P_{2e2r} = P_{2e2r}/s_2$ и $P''_{2e2r} = P_{2e2r}(s_2 - 1)/s_2$

$$P_{2r} = m_1 (U_1/Z_{e,r})^2 s_2 R_{h,r} = \\ = m_1 U_1^2 s_2 \cos \varphi_{2r} / [Z_{e,r}(K+1/K) + 2Z_{p,r}], \quad (15)$$

откуда из решения уравнения $d(P_{2r})/d(K)=0$ определяется максимальная мощность $P_{2r.m}$, достигаемая при $K=1,0$, т.е. при $Z_{e,r}=z_{k,r}$:

$$P_{2r.m} = m_1 U_1^2 s_2 \cos \varphi_{2r} / 2(z_{k,r} + Z_{p,r}) \text{ и}$$

$$k_{m,r} = Z_{e,r}^2 / 2Z_{h,r}(z_{k,r} + Z_{p,r}), \quad (16)$$

где $k_{m,r} = P_{2r.m}/P_{2r.h}$ — перегрузочная способность генератора ОПЧС.

Параметры совмещенного магнитопровода определяются по [1] для полюсностей p_1 , p_2 ОПЧС при зазоре δ , наружном и внутреннем диаметрах сердечников D_{h1}/D_1 , D_{h2}/D_2 при длине $l_1=l_2$, массах G_3 , G_c зубцов,

спинок, коэффициентах зазора K_δ и индукций спинок $K_c = B_c/B_\delta = D/(2ph_c k_{ct})$, зубцов $K_3 = B_3/B_\delta = t/(b_3 k_{ct})$ при $t_1 = \pi D_1/z_1$, $t_2 = \pi(D_1 - 2\delta)/z_2$, ширине зубца b_3 и высоте спинки h_c , коэффициенте $k_c = 0,97$ заполнения сталью. Мощность S_{hab} (кВ·А) в габарите базовой машины [2]

$$S_{hab} = 3,48 [p_1 + (1 - s_1)p_2] A_{2r} B_{\delta r} D_1^2 l_1 K_{o6,2r} \times \\ \times 10^{-8} / (p_1 p_2 K_{e2r}), \quad (17)$$

где A_{2r} (А/см), $B_{\delta r}$ (Тл) и $K_{e2r} = E_{2r}/U_{2r}$ — значения линейной нагрузки, индукции в зазоре и коэффициента ЭДС генератора ОПЧС.

Обмоточные данные обмоток статора определяются по предварительным индукциям $B_{\delta r}$ и $B_{\delta d}$ при $U_1 = U_{1\phi} = 220$ В, $w_{\phi 1}$ фазы из [1,14]

$$B_\delta = E_1 p \cdot 10^4 / [2,22(f_1/50) D_1 l_1 w_{\phi 1} K_{o61}] \text{ при} \\ E_1 = U_1 / (1 + \sigma_1) \quad (18)$$

и уточняются по условиям их размещения в пазу по коэффициенту $K_{n,t} = (\sum N_p d_{iz}^2) / Q_n \leq 0,74$ заполнения паза изолированными проводниками d_{iz} .

Для каждой полюсности обмоток ОПЧС определяются: удельные проводимости пазового λ_n (при пазе трапециoidalном полу-закрытом), лобового λ_l и дифференциального λ_d рассеяний — по выражениям [1,14]

$$\lambda_n = K_\beta h_1 / 3b + [h_2/b + 3h_k/(b+2b_w) + h_w/b_w] K'_\beta;$$

$$\lambda_l = 0,34q(l_l - 0,64\beta\tau)/l_r; \quad (19)$$

$$\lambda_d = 3K_\lambda (zK_{ob}/p\pi)^2 + [\sigma_d - K_z(2pz)^2];$$

$$K_z = 1,8\delta/t + 0,313(b_w/t)\lg(t/\delta), \quad (20)$$

где b — ширина примыкающей к зазору кромки паза; h_1 — высота обмотки и h_2 ее расстояние от клиновой части h_k определяются для генераторной (Γ) и двигательной (Δ) обмоток; h_w , b_w — высота и ширина шлица паза; K_β , K'_β по (5), (6) для двух- и $K_\beta = K'_\beta = 1,0$ однослойных обмоток; $\tau = \pi D/2p$; $K_\lambda = t/(128K_\delta)$; σ_d из (2); по $\lambda = \lambda_d + \lambda_n + \lambda_l$ вычисляется индуктивное сопротивление рассеяния x фазы обмоток [1]

$$x = (0,4\pi w_\phi)^2 f_1 l_1 \lambda \cdot 10^{-8} / pq, \quad (21)$$

а приведенные сопротивления ротора $x'_2 = k_{pr} x_2$ и $r'_2 = k_{pr} r_2$ определяются по коэффициентам $k_{pr} = (m_1/m_2)(w_{\phi 1} K_{o61}/w_{\phi 2} K_{o62})^2$ при $m_1=3$ для обмоток статора, $m_{2r}=3$ для полюсности p_2 и $m_{2d}>3$ для полюсности p_1 .

Расчеты магнитной цепи и параметров холостого хода выполняются отдельно для полей ОПЧС по [1]; для учета совместного их действия в магнитопроводе ОПЧС суммарная МДС для каждого поля увеличивается на 30%, а потери в стали статора — на 10%. По B_a , B_c и соответствующим кривым намагничивания [1] определяются H_a , H_c и вычисляются МДС $F_a = H_a h_a$, $F_c = H_c L_c$. Для 2р=2-полюсного поля ОПЧС при $B_{cl} > 1,55$ Тл H_{cl} определяется для индукции B_{cl} — 0,45 Тл по основной кривой намагничивания; по ней же определяется H_{cl} для $2p_1=2$, 4 при $h_{c2}=[(2+p_1)3,2p_1](D_{h2}/2-h_{s2})-2d_{k2}/3$ и $L_{c2}=h_{c2}+2d_{k2}/3$, где d_{k2} — диаметр вентиляционного канала. По МДС $F_\delta=0,8\beta K_\delta B_\delta \cdot 10^3$, $F=[F_\delta+\Sigma(F_a+F_c)]1,3$ вычисляются намагничающий ток I_m и сопротивление X_m

$$I_m = 2,22 F p / (m_1 w_{\phi 1} K_{o61}) \text{ и } X_m = E_1 / I_m. \quad (22)$$

Электромагнитные расчеты рабочего режима генератора ОПЧС выполняются по расчетной (внутренней) мощности генератора $S_{b,r}$ (В·А):

$$S_{b,r} = S_{2r} / s_2 = P_{2r} / s_2 \cos \varphi_{2r};$$

$$Z_{h,r} = 3U_1^2 / 2S_{b,r} - Z_{p,r} + \sqrt{(2U_1^2 / 2S_{b,r} - Z_{p,r})^2 - z_{k,r}^2};$$

$$Z_{s,r} = \sqrt{(Z_{h,r} \cos \varphi_{2r} + r_{k,r})^2 + (Z_{h,r} \sin \varphi_{2r} + x_{k,r})^2}; \quad (23)$$

$$I_2 = U_1 / Z_3; \quad I_2 = I_2' (m_1 / m_2) (w_{\phi 1} K_{o61} / w_{\phi 2} K_{o62}) (1 + \sigma_1);$$

$$I_{1a} = I_{c,a} + I_2' [(R_h + r_k) + 2\rho_1 (X_h + x_k)] / Z_s;$$

$$I_{1p} = I_{c,p} + I_2' [(X_h + x_k) - 2\rho_1 (R_h + r_k)] / Z_s;$$

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1p}^2}; \quad \cos \varphi_1 = I_{1a} / I_{1p}, \quad (24)$$

где $I_{c,p} \approx I_m$ по (22): $I_{c,a} = (P_{ct,o} + P_{s,o}) / m U_1$ — составляющие тока I_0 при синхронном вращении; $P_{ct,o} = P_{ct1} + P_{ct2} / s_2^{1,5}$ и $P_{s,o} = 3I_{c,p}^2 R_1$; $P_{1r} = (S_{b,r} \cos \varphi_{2r} + P_{s2r} / s_2) + P_{s1r} + P_{ct,or}$; (25)

$$\begin{aligned} P_{2d,meh} = & (S_{b,r} \cos \varphi_{2r} + P_{s2r} / s_2) (s_2 - 1) + \\ & + P_{ct2r}'' + P_{dob,n,r}, \end{aligned} \quad (26)$$

где P_{1r} — активная мощность генераторной обмотки статора; $P_{2d,meh}$ — механическая мощность на валу двигателя при $P_{dob,n,r} = 0,005 S_{2r,n}$.

Электромагнитные расчеты двигателя ОПЧС выполняются по расчетной мощности $P_{b,d}$, сопротивлениям $R_{n,d}$, $Z_{n,d}$ и соотношениям (24):

$$P_{b,d} = P_{2d,meh} + P_{meh} + P_{dob,n,d};$$

$$R_{n,d} = 3U_1^2 / 2P_{b,d} - r_{k,d} + \sqrt{(3U_1^2 / 2P_{b,d} - r_{k,d})^2 - z_{k,d}^2};$$

$$Z_{s,d} = \sqrt{(R_{n,d} + r_{k,d})^2 + x_{k,d}^2} \quad (27)$$

при потерях механических P_{meh} по [1], добавочных $P_{dob,n,d} = 0,005 P_{2d} / \eta_d$ ($\eta_d = P_{2d} / P_{1d}$); по $s_1 = 1 / (1 + R_{n,d} / R_{2d})$ уточняется $s_2 = 1 + (1 - s_1) p_2 / p_1$.

По результатам расчетов определяются параметры ОПЧС: $\Sigma A_1 = A_{1r} + A_{1d}$ и $\Sigma (A_1 J_1) = A_{1r} J_{1r} + A_{1d} J_{1d}$ — сравниваются с базовой машиной;

$$I_{2c} = \sqrt{(I_{2r} / a_{2r})^2 + I_{2d} / (a_{2d})^2};$$

$$A_{2c} = 10N_{p2} I_{2c} / t_2; \quad J_{2c} = I_{2c} / q_{M2}; \quad (28)$$

$$I_{bx,a} = I_{1a,r} + I_{1a,d}; \quad I_{bx,p} = I_{1p,r} + I_{1p,d};$$

$$I_{bx} = \sqrt{I_{bx,a}^2 + I_{bx,p}^2}; \quad \cos \varphi_{bx} = I_{bx,a} / I_{bx}; \quad P_{bx} = P_{1r} + P_{1d} = 3U_1 I_{bx} \cos \varphi_{bx}; \quad \eta_{OPCHS} = P_{2r} / P_{bx}; \quad (29)$$

а отношение $\Sigma A_2 = A_{2r} + A_{2d}$ к A_{2c} по (28) характеризует эффективность $K_{2e\phi} = \Sigma A_2 / A_{2c}$ совмещенной обмотки. По результатам электромагнитных расчетов трехфазные асинхронные ОПЧС (на высоте оси вращения $H=160$ серии RA) имеют $K_{2e\phi} = 1,39 \div 1,41$; их показатели (табл.4) по массе, КПД и $\cos \varphi_{bx}$ превосходят двухмашинные ПЧ фирмы "LOHER" [4].

Таблица 4

ПЧ	S_{2r} , кВ·А	n_h , об/мин	P_{2d} , кВт	I_{1d} , А	I_{1r} , А	I_{bx} , А	S_{bx} , кВ·А	КПД, %	Масса, кг
LOHER-50/60 Гц	10,0	570	1,4	5,8	19,0	24,5	16,2	—	245
ОПЧС-50/62,5 Гц	10,0	700	1,6	5,7	18,1	23,8	15,7	83,0	150
LOHER-50/300 Гц	11,0	2940	8,8	18,5	11,5	29,0	19,1	—	200
ОПЧС-50/300 Гц	10,0	2925	7,2	14,4	7,4	20,4	13,5	74,2	150
LOHER-60/210 Гц	7,5	1770	5,0	11,6	10,4	21,0	13,9	—	200
ОПЧС-60/210 Гц	7,5	1750	4,6	10,4	8,9	18,6	12,3	75,0	150
LOHER-60/300 Гц	11,0	3560	8,5	18,0	9,6	27,0	17,8	—	200
ОПЧС-60/300 Гц	12,0	3545	8,2	16,5	9,1	24,0	15,8	77,5	150
LOHER-50/400 Гц	7,5	2950	7,0	13,9	7,6	20,0	13,2	—	325
ОПЧС-50/400 Гц	7,5	2910	5,9	12,5	7,0	18,1	12,0	67,6	150

Таблица П.1

Параметры магнитопровода ОПЧС ($H = 160$)	Статор ($z_1 = 48$)		Ротор ($z_2 = 36$)			
	$p = 1$	$p = 4$	ОПЧС-60/300		ОПЧС-50/62,5	
			$p_1 = 1$	$p_2 = 4$	$p_1 = 4$	$p_2 = 1$
Марка стали		2214-0,5			2214-0,35	
$D_{\text{ш1}}/D_1$, мм		273/172	($\delta = 0,5$)		171/65,0	
Длина сердечников			$l_1 = l_2 = 165$			
Зубцовое деление t		11,26			14,92	
Пазы по рисунку		10,а			10,б	
$b/b_{\text{ш}}$		6,2/3,2			8,0/3,0	
$h_{\text{ш}}/h_{\text{к}}$		1,0/0,6			0,4/0,6	
Ширина зубца b_z		5,2			6,8	
Высота зубца h_z		24,9			20,0	
Высота спинки h_c		25,6	61,4	33,0	33,0	33,0
Линия спинки L_c	194,3	48,6	61,4	19,2	19,2	77,0
$Q_{\text{п}}/Q_{\text{п}^*}$, мм^2		185,4/153,0			123,6/95,0	
$G_c/G_{\text{п}}$, кг		24,8/7,8			12,7/6,1	
$K_c = D/(2ph_c k_{\text{ср}})$	3,46	0,87	1,44	0,67	0,67	2,67
$K_z = t/(b_z k_{\text{ср}})$		2,23			2,26	
$K_\delta [1]$			1,336			
$K_\lambda = t/(128K_\delta)$		1,405			1,861	
$K_z (20)$		0,200			0,153	

Таблица П.2

Параметры Обмоток ОПЧС	ОПЧС-60/300 Гц				ОПЧС-50/62,5 Гц			
	Статор		Ротор		Статор		Ротор	
	$p_1 = 1$	$p_2 = 4$	$p_1 = 1$	$p_2 = 4$	$p_1 = 4$	$p_2 = 1$	$p_1 = 4$	$p_2 = 1$
по табл. 1, 2, 3								
$q = z/6p$	8	2	1,5	2	8	6 ($q' = 2$)		
$y_{\text{п}}$	19	5	13	5	19	13		
m/a	3/2	3/1	12/1 3/4	3/1	3/2	9/1 3/2		
$K_{\text{об}}$	0,9068	0,9659	0,9040 0,9452	0,9659	0,9068	0,9254 0,8666		
$N_{\text{п}}$	16	27	11+11	32	19	7+7		
w_{ϕ}	64	216	33	256	76	28 42		
$w_z = w_{\phi} K_{\text{об}}$	58,04	208,63	29,83 31,19	247,27	68,92	25,91 36,40		
$d/d_{\text{из}}$, мм	1,40	1,60	1,70	1,18	1,70	2x1,50		
$q_{\text{м}}, \text{мм}^2$	1,485	1,685	1,785	1,26	1,785	1,585		
$K_{\text{п.т}}$	1,539	2,011	2,27	1,094	2,27	3,534		
$K_{\text{п.т}}$	0,732		0,738	0,728		0,740		
$l_{\text{п}}, \text{мм}$	335	110	215	120	295	215		
$l_{\text{ср.в}}, \text{мм}$	1000	550	760	570	920	760		
$G_{\text{м}}, \text{кг}$	5,3	6,3	6,1	4,3	8,5	6,0		
$r, \text{Ом}$ (20°)	0,37	1,05	0,197 0,049	2,38	0,28	0,108 0,081		
(75°)	0,45	1,28	0,240 0,060	2,90	0,38	0,131 0,098		
$r_{\text{ш}} = 0,55/I_{2r}$ (щетки МГ4)	—	—	+0,018 0,078	—	—	— +0,021		
β	1,0	1,0	0,722 0,889	1,0	1,0	0,889 0,722		
K_{β}	1,0	1,0	0,81 0,917	1,0	1,0	0,950 0,792		
K_{β}	1,0	1,0	0,86 0,938	1,0	1,0	0,980 0,844		
$\sigma_{\text{д}} \cdot 10^3$	0,283	2,849	0,086 4,562	2,849	0,283	4,223 0,390		
$\lambda_{\text{д}} (20)$	2,01	1,32	1,24 1,56	1,32	2,01	1,36 1,89		
$\lambda_{\text{п}} (10)$	3,30	1,30	0,92 1,01	2,98	1,14	1,06 0,90		
при h_1/h_2	8/15	14/0,6	18/0,6	11/12	11/0,6	18/0,6		
$\lambda_{\text{п}} (19)$	2,67	0,28	0,28 0,55	0,32	2,01	0,73 1,12		
$\lambda = \lambda_{\text{п}} + \lambda_{\text{п}} + \lambda_{\text{д}}$	7,98	2,90	2,44 3,12	4,62	5,16	3,15 3,91		
$x (21)$	0,64	2,64	0,2769 0,0885	4,93	0,49	0,0536 0,1498		
ОПЧС-60/300 Гц								
$r_{1r} = 1,28$		$r_{1d} = 0,45$		$r_{1r} = 0,33$		$r_{1d} = 2,90$		
$x_{1r} = 2,64$		$x_{1d} = 0,64$		$x_{1r} = 0,49$		$x_{1d} = 4,93$		
$r_{2r} = 3,50$		$r_{2d} = 0,23$		$r_{2r} = 0,43$		$r_{2d} = 3,97$		
$x_{2r} = 3,96$		$x_{2d} = 0,26$		$x_{2r} = 0,54$		$x_{2d} = 1,63$		
ОПЧС-50/62,5 Гц								

Таблица П.3

Расчет режимов ХХ и рабочего ОПЧС (табл.П.1—П.2)	ОПЧС-60/300 Гц		ОПЧС-50/62,5 Гц	
	Генератор	Двигатель	Генератор	Двигатель
	$p_2 = 4$	$p_1 = 1$	$p_2 = 4$	$p_1 = 1$
$\mathcal{E}_{\text{ДС}} \text{ фазы } E_1 \text{ (18)}$	$E_{1r} = 205,0$	$E_{1d} = 215,9$	$E_{1r} = 217,0$	$E_{1d} = 197,0$
$B_{\delta}, \text{ Тл}$	$B_{\delta r} = 0,520$	$B_{\delta d} = 0,492$	$B_{\delta r} = 0,50$	$B_{\delta d} = 0,506$
$B_{e1} = K_{e1} B_{\delta}$	1,160	1,097	1,115	1,128
$B_{e2} = K_{e2} B_{\delta}$	1,175	1,112	1,130	1,144
$B_{c1} = K_{c1} B_{\delta}$	0,452	1,702	1,730	0,440
$B_{c2} = K_{c2} B_{\delta}$	0,348	0,708	1,335	0,339
$F = (F_{\delta} + \sum F_{cr}) 1,8$	402	495	571	390
$I_m \approx I_{cp}$ (22)	5,70	6,31	6,13	4,67
$X_m = E_1 / I_m$	35,96	34,22	35,40	42,18
$\delta_1 = x_1 / X_m$	0,0734	0,0187	0,0138	0,1169
$\rho_1 = r_1 / (x_1 / X_m)$	0,0332	0,0129	0,0090	0,0616
$P_{cr1}, \text{ Вт}$ [1]	115	457	359	83
P_{cr2r} [2]	340	—	100	—
P_{cr2r}	—	310	—	27
$P_{cr0} = P_{cr1} + P_{cr2r} s_2^{1,5}$	146	457	432	83
$P_0 = P_{cr0} + 3I_{cp}^2 r_1$	271	511	469	273
$I_{ca} = P_0 / 3U_1, \text{ А}$	0,41	0,77	0,71	0,41
$P_{\text{мех}}, \text{ Вт}$	—	720	—	60
$P_{\text{доб.н}}$	60	50	50	10
$S_{2r}, \text{ В} \cdot \text{А} (\cos \varphi_{2r} \text{ инд.})$	12000 (0,8)	8965	8110	10000 (0,8)
S_{2r}, P_{2r} (27)	2429	—	—	1702
Сопротивления по (13):				
$X_1 = x_1(1+\sigma_1)(1+\rho_1 r_1/x_1)$	$R_{1r} = 1,28$	$R_{1d} = 0,45$	$R_{1r} = 0,33$	$R_{1d} = 2,90$
$R_2 = r_2(1+\sigma_1)^2$	$X_{1r} = 2,88$	$X_{1d} = 0,66$	$X_{1r} = 0,50$	$X_{1d} = 5,70$
$X_2 = x_2(1+\sigma_1)^2$	$R_{2r} = 4,03$	$R_{2d} = 0,235$	$R_{2r} = 0,44$	$R_{2d} = 4,95$
$r_{k.r} = R_1 + R_2 / s_2; r_{k.d} = R_1 + R_2$	$X_{2r} = 4,56$	$X_{2d} = 0,27$	$X_{2r} = 0,56$	$X_{2d} = 2,03$
$x_k = X_1 + X_2$	$r_{k.r} = 2,10$	$r_{k.d} = 0,685$	$r_{k.r} = 0,69$	$r_{k.d} = 7,85$
z_k	$x_{k.r} = 7,44$	$x_{k.d} = 0,93$	$x_{k.r} = 1,06$	$x_{k.d} = 7,73$
$Z_{p.r} = r_{k.r} \cos \varphi_{2r} + x_{k.r} \sin \varphi_{2r}$	$z_{k.r} = 7,73$	$z_{k.d} = 1,16$	$z_{k.r} = 1,26$	$z_{k.d} = 11,02$
$Z_{p.r}$ (23), $R_{n.d}$ (27)	$z_{p.r} = 6,14$	—	$z_{p.r} = 1,19$	—
$Z_{a.r}$ (23), $Z_{a.d}$ (27)	$Z_{n.r} = 46,21$	$R_{n.d} = 14,74$	$Z_{n.r} = 15,42$	$R_{n.d} = 67,82$
$k_{m.r}$ (16), $k_{m.d}$ [1]	$Z_{a.r} = 52,56$	$Z_{a.d} = 15,45$	$Z_{a.r} = 16,61$	$Z_{a.d} = 76,06$
$S_{1n} = 1 / (1 + R_{n.d} / R_{2n})$	2,16	5,88	3,65	4,0
$n_n = (1 - s_{1n}) 60 f_1 / p_1, \text{ об/мин}$	—	0,0157	—	0,068
$S_{2n} = 1 + (1 - S_{1n}) p_2 / p_1$	—	3545	—	700
$I_2 = 220 / Z_2, \text{ А}$	4,937	—	1,233	—
$I_{2a} = k_i I_2 (1 + \sigma_1)$ (24)	4,186	14,24	13,24	2,89
I_{1a}	30,0	7,06	25,4	10,3
I_{1p} (24)	8,29	15,01	11,24	3,32
I_{1n}	9,1	6,80	14,16	4,61
$\cos \varphi_{1n} = I_{1a} / I_{1n}$	0,408	16,50	18,1	5,7
$E_{2r.l} = 380 k_{er} S_{2o} / (1 + \sigma_{1r})$	262	0,910	0,622	0,583
$U_{2r.l} = S_{2r.n} / \sqrt{3} I_{2r}$	231	—	247	—
$\Delta U_{2r\%}$	13,4	—	227	—
$P_{a1} = 3I_1^2 R_1, \text{ Вт}$	318	367	324	283
$P_{a2} = 3I_2^2 R_2$	212	143	231	124
P_{1r} (25)	2450	—	7431	—
$P_{2d.mech}$ (26)	—	8195	—	1632
$P_{1d} = P_{2d} + \Sigma P_d$	—	9932	—	2192
$P_{bx} = P_{1d} + P_{1r}$	12382	—	9623	—
$\eta_b = S_{2r,n} \cos \varphi_{2r} / P_{bx}$	0,775	—	0,831	—
$A_1 = 10N_{n1} I_1 / t_1 a_1$	218	117	153	162
$A_2 = 10N_{n2} I_2 / t_2 a_2$	111	104	119	97
$J_1 = I_1 / q_{m1}, \text{ А/ММ}^2$	4,53	5,36	4,0	5,2
$A_1 J_1$	987	628	610	844
$\Sigma A_1 = A_{1r} + A_{1d}$	335	—	315	—
$\Sigma (A_1 J_1) = A_{1r} J_{1r} + A_{1d} J_{1d}$	1615	—	1454	—
$\Sigma A_2 = A_{2r} + A_{2d}$	215	—	216	—
I_{2c} (28)	10,30	—	16,34	—
$A_{2c} = 10N_{n2} I_{2c} / t_2$	152	—	153	—
$J_{2c} = I_{2c} / q_{m2}$	4,54	—	4,62	—
$A_{2c} J_{2c}$	690	—	707	—
$K_{2\phi} = \Sigma A_2 / A_{2c}$	1,41	—	1,41	—
$I_{bx,a}$	18,72	—	14,56	—
$I_{bx,p}$, А (29)	15,09	—	18,77	—
I_{bx}	24,05	—	23,8	—
$\cos \varphi_{bx} = I_{bx,a} / I_{bx}$	0,78	—	0,613	—

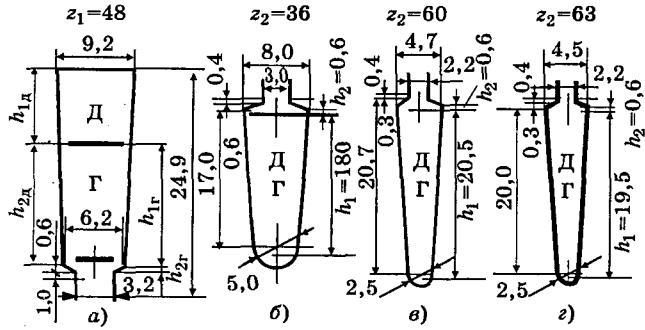


Рис.10. Пазы RA-160 при $z_1=48$ (а), $z_2=36$ (б), $z_2=60$ (в), $z_2=63$ (г),

Выводы

1. Обоснована целесообразность производства трехфазных асинхронных ОПЧС как модификации машин с фазным ротором серии RA.

2. Показана эффективность применения в ОПЧС: трехфазных $2p=2$ -полюсных однослойных цепных укороченных с $q=z_1/6p=6, 8, 10, 12$ и дробных $2p=10, 14$ -полюсных двухслойных обмоток на статоре с пониженным (до двух раз) коэффициентом дифференциального рассеяния; трехфазно-многофазной совмещенной обмотки фазного ротора ОПЧС, работающей одновременно в качестве многофазной короткозамкнутой двигательной (p_1) и трехфазной генераторной (p_2).

3. Приведены основные результаты расчетов трехфазных асинхронных ОПЧС на высоте оси вращения $H=160$ мм, показывающие высокую их эффективность в сравнении с двухмашинными ПЧ зарубежных фирм.

Приложение

Расчеты параметров магнитопровода, обмоток, рабочего режима трехфазных ОПЧС-60/300 и 50/62,5 Гц на $H=160$ серии RA приведены в табл.П.1—П.3.

Список литературы

- Гурий Я.С., Кузнецов Б.И. Проектирование серий электрических машин. М.: Энергия, 1978.
- Попов В.И. Электромашинные совмещенные преобразователи частоты. М.: Энергия, 1980.
- А.с. 1050045 СССР. Трехфазно-многофазная совмещенная обмотка ротора/В.И.Попов и др.///Открытия. Изобретения. 1983. №39.
- Попов В.И., Петров Ю.Н. Электромашинные преобразователи повышенной частоты совмещенного типа на базе серийных асинхронных машин//Электротехническая промышленность. Сер. Электрические машины. 1987, вып. 5(19).

5. Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия RA. М.: Знак, 1998.

6. А.с. 1529354 СССР. Трехфазная якорная обмотка совмещенной электрической машины ($z=48, p=5$)/В.И.Попов//Открытия. Изобретения. 1989. №46.

7. А.с. 1529355 СССР. Трехфазная обмотка для совмещенной электрической машины ($z=60, p=7$)/В.И.Попов//Открытия. Изобретения. 1989. №46.

8. А.с. 1539899 СССР. Трехфазная обмотка якоря совмещенной машины ($z=48, p=7$)/В.И.Попов//Открытия. Изобретения. 1990. №4.

9. А.с. 1539902 СССР. Трехфазная обмотка совмещенной электрической машины ($z=36, p=5$)/В.И.Попов//Открытия. Изобретения. 1990. №4.

10. Попов В.И. Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода//Электротехника, 1990. №4.

11. Пат. 2091960 (РФ). Трехфазная дробная ($q=12/7$) обмотка электрических машин/В.И.Попов, Ю.Н.Петров//Открытия. Изобретения. 1997. №27.

12. Пат. 2091961 (РФ). Трехфазная дробная ($q=12/5$) обмотка электрических машин /В.И.Попов, Ю.Н.Петров//Открытия. Изобретения. 1997. №27.

13. Попов В.И. Новые схемы трехфазных обмоток электрических машин с улучшенными электромагнитными свойствами. Н.Новгород: ВГИПИ, 1998.

14. Попов В.И., Петров Ю.Н. Трехфазные, специальные и совмещенные обмотки электрических машин переменного тока: Основы теории и проектирования. Н.Новгород: ВГИПИ, 1995.

15. Пат. 2085009 (РФ). Трехфазная однослойная электромашинная обмотка/В.И.Попов, Ю.Н.Петров//Открытия. Изобретения. 1997. №20.

16. Попов В.И. Оптимизация электромагнитных параметров трехфазных электромашинных обмоток//Электротехника. 1996. №10.

17. Пат. 2046506 (РФ). Совмещенная обмотка ротора одномашинных преобразователей частоты/В.И.Попов//Открытия. Изобретения. 1995. №29.

Попов Виктор Иванович — руководитель НИЛ электромеханики Волжского инженерно-педагогического института (ВГИПИ; Н.Новгород), научный консультант ОАО ЯЭМЗ-ELDIN. Окончил электромеханический факультет Ереванского института в 1962 г. Докторскую диссертацию защитил в 1986 г. в МЭИ по электромашинным совмещенным преобразователям энергии. Профессор, член-кор. РАЭН.

Ахунов Турсын Абдалимович — генеральный директор ОАО ЯЭМЗ-ELDIN. Окончил электроэнергетический факультет Ленинградского политехнического института в 1962 г. В 1994 г. присуждена ученая степень доктора электротехники РАЭН в области электромеханики. Член-кор. РАЭН.

Макаров Лев Николаевич — начальник НИЦ и заместитель генерального директора по науке ОАО ЯЭМЗ-ELDIN. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института в 1961 г. В 1972 г. во ВЗПИ защитил кандидатскую диссертацию по машинам постоянного тока, а в 1995 г. в РАЭН присуждена ученая степень доктора электротехники за работы в области электромеханики.

Бесконтактный асинхронизированный синхронный двигатель

КОПЫЛОВ И.П., доктор техн.наук, акад. РАЭН (МЭИ), СОНИН Ю.П., доктор техн.наук, проф.,
ГУЛЯЕВ И.В., канд. техн. наук, НИКУЛИН В.В., инж. (Мордовский ГУ)

Представлен бесконтактный асинхронизированный синхронный двигатель как вариант обобщенной электромеханической системы на базе асинхронизированного вентильного двигателя. Показаны его преимущества по сравнению с синхронным двигателем бесконтактного исполнения.

Бесконтактный асинхронизированный синхронный двигатель (БАСД) представляет собой последовательный каскад асинхронизированного синхронного двигателя (АСД) [1] и асинхронного возбудителя (В) в однокорпусном или совмещенном исполнении. В отличие от синхронного двигателя (СД) бесконтактного исполнения БАСД при одинаковой мощности и скорости вращения может иметь меньшую массу, более простую конструкцию из-за отсутствия врачающегося выпрямителя. БАСД как и АСД, имея абсолютно жесткие скоростные характеристики частотно-регулируемого СД, позволяют обеспечить пуск с максимально возможным пусковым моментом из режима упора.

БАСД может обеспечить ускоренный реверс и электрическое рекуперативное торможение до полной остановки привода. Кроме того, БАСД обладает повышенной статической и динамической устойчивостью по сравнению с СД.

Структурная схема БАСД, приведенная на рис.1, содержит кроме последовательного каскада АСД и В, преобразователь частоты

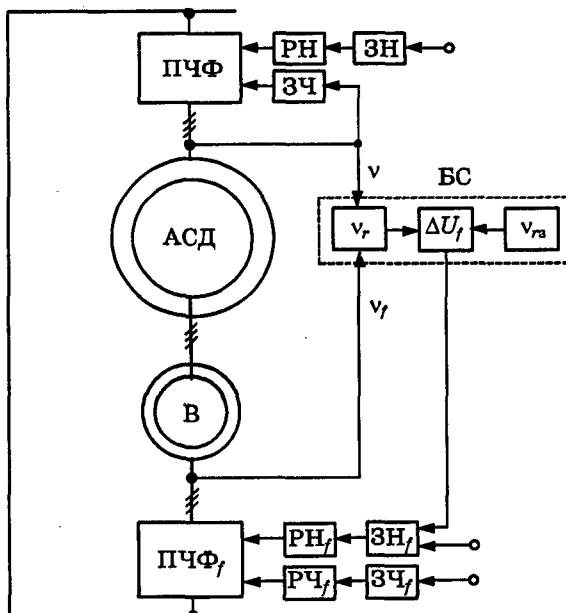


Рис.1. Структурная схема БАСД

(ПЧ) якоря АСД с выходным инвертором тока (ИТ), управляемым от датчика фазы напряжения якоря, преобразователь частоты возбуждения (ПЧ_f) в цепи статора В с выходным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИН с ШИМ), элементы блока электронной синхронизации и задатчики напряжения и частоты обмоток якоря АСД и статора В.

При общепринятых допущениях система векторных уравнений установившегося режима БАСД с синхронных координатах якоря (в относительных единицах) имеет вид:

$$\dot{U} = -\dot{E} + (r + jv_x)\dot{I} = (r + jv_x)\dot{I} + jvx_{ar}\dot{I}_r; \quad (1)$$

$$0 = (\sum r_r + js_0 \sum x_r)\dot{I}_r + js_0 x_{ar}\dot{I} + js_0 x_{fr}\dot{I}_f; \quad (2)$$

$$\dot{U}_f = (r_f + jv_f x_f)\dot{I}_f + jv_f x_{fr}\dot{I}_r; \quad (3)$$

$$M_d = \text{Re } j(\dot{I}_r \dot{I})x_{ar}; \quad (4)$$

$$M_b = \text{Re } j(\dot{I}_f \dot{I}_r)K_p x_{fr}. \quad (5)$$

Здесь \dot{U} , \dot{U}_f и \dot{E} — изображающие векторы напряжений обмоток статора (якоря) АСД, статора В и ЭДС якоря АСД; \dot{I} , \dot{I}_f и \dot{I}_r — изображающие векторы токов статоров и роторов АСД и В; v , v_f , s_0 — частоты вращения статоров и роторов АСД и В; $v - s_0 = v_r$ — механическая частота вращения ротора АСД; r_r , r_f , $\sum r_r$ — активные сопротивления обмоток статоров и роторов АСД и В; x , x_f и $\sum x_r$ — их полные индуктивные сопротивления; x_{ar} , x_{fr} — сопротивления взаимоиндукции АСД и В; M_d , M_b — электромагнитные вращающие моменты АСД и В; $K_p = p_b/p_d$ — отношение чисел пар полюсов В и АСД.

Примем за условие синхронного режима БАСД

$$v_{rd} = v - s_0 = \text{const}, \quad (6)$$

что соответствует закону частотного регулирования $U/v = \text{const}$ и $v_f = \text{const}$ во всем диапазоне регулирования.

При заданных U , v , v_f синхронная частота вращения БАСД

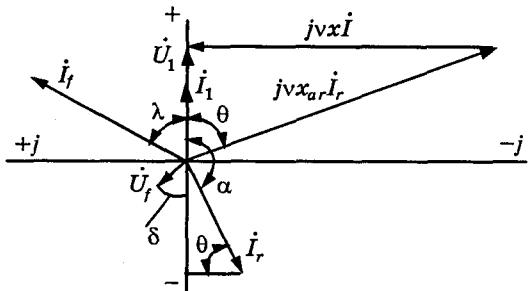


Рис.2. Векторная диаграмма напряжений и токов БАСД

$$v_{r_d} = \frac{v - v_f}{1 + K_p}, \quad (7)$$

а частота напряжения и тока в его обмотках роторов

$$s_0 = K_p v_{r_d} + v_f = \frac{K_p v + v_f}{1 + K_p}. \quad (8)$$

Системе уравнений БАСД (1)–(5) соответствует его векторная диаграмма (рис.2).

Из (1), приняв напряжение и ток якоря соответственно равными:

$$\dot{U} = U; \quad \dot{I} = I \cos \varphi + j I \sin \varphi,$$

получим ток ротора

$$\dot{I}_r = \frac{U - (r + jvx)x}{jvx_{ar}} = -\frac{(r \sin \varphi + v \cos \varphi)I}{vx_{ar}} - j \frac{U - (r \cos \varphi - vx \sin \varphi)I}{vx_{ar}}. \quad (10)$$

В то же время из векторной диаграммы (рис.2)

$$\dot{I}_r = -I_r \sin \theta - jI_r \cos \theta, \quad (11)$$

где θ — угол нагрузки БАСД.

При заданных U, v, φ

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I_r \sin \theta}{I_r \cos \theta} = \frac{(r \sin \varphi + vx \cos \varphi)I}{U - (r \cos \varphi - vx \sin \varphi)I}. \quad (12)$$

Задавшись значением угла нагрузки θ , из выражения (12) определим токи обмоток якоря и ротора АСД:

$$I = \frac{U \sin \theta}{r \sin(\varphi + \theta) + vx \cos(\varphi + \theta)}; \quad (13)$$

$$I_r = \frac{(r \sin \varphi + vx \cos \varphi)I}{vx_{ar} \cos \theta}. \quad (14)$$

а также частоты напряжения якоря

$$v = \frac{U - rI \cos \varphi}{x_{ar} I_r \cos \theta - xI \sin \varphi}. \quad (15)$$

При $\varphi = 0$ и $r \approx 0$

$$v = \frac{U}{x_{ar} I_r \cos \theta}. \quad (15')$$

Сверяя заданное значение v с полученным из (15). Для поддержания $v = \text{const}$ при изменении нагрузки на валу АСД необходимо корректировать ток ротора I_r за счет соответствующего изменения напряжения U_f и, следовательно, тока I_f статора В. При этом должно быть выполнено равенство

$$v_{r_d} = \frac{v - v_f}{1 - K_p} = v_{r_a},$$

причем результирующий магнитный поток АСД остается практически неизменным ($\Phi_\delta = \text{const}$) во всем диапазоне нагрузок БАСД.

Из (2) ток возбуждения

$$\begin{aligned} \dot{I}_r &= \frac{((\sum r_r/s_0) \cos \theta + \sum x_r \sin \theta)I_r - x_{ar}I \cos \varphi}{x_{fr}} \\ &- j \frac{((\sum r_r/s_0) \sin \theta - \sum x_r \cos \theta)I_r + x_{ar}I \sin \varphi}{x_{fr}}. \end{aligned} \quad (16)$$

Отсюда

$$I_{fa} = \frac{((\sum r_r/s_0) \cos \theta + \sum x_r \sin \theta)I_r - x_{ar}I \cos \varphi}{x_{fr}}; \quad (17)$$

$$I_{fp} = -\frac{((\sum r_r/s_0) \sin \theta - \sum x_r \cos \theta)I_r + x_{ar}I \sin \varphi}{x_{fr}}. \quad (18)$$

Из векторной диаграммы БАСД (рис.2)

$$\operatorname{tg} \lambda = \frac{I_{fp}}{I_{fa}}. \quad (19)$$

Следовательно, $I_{fa} = I_f \cos \lambda$; $I_{fp} = I_f \sin \lambda$. Из (17) и (18) можно получить два варианта выражения тока в возбуждения I_f :

$$I_f = \frac{((\sum r_r/s_0) \cos \theta + \sum x_r \sin \theta)I_r - x_{ar}I \cos \varphi}{x_{fr} \cos \lambda} \quad (20)$$

или

$$I_f = -\frac{((\sum r_r/s_0) \sin \theta - \sum x_r \cos \theta)I_r + x_{ar}I \sin \varphi}{x_{fr} \sin \lambda}. \quad (21)$$

Из векторной диаграммы БАСД (рис.2) также следует

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U_{fp}}{U_{fa}}, \quad (22)$$

откуда $U_{fa} = U_f \cos \delta$; $U_{fp} = U_f \sin \delta$.

Из (3) напряжение возбуждения

$$\begin{aligned} \dot{U}_f &= U_f \cos \delta + jU_f \sin \delta = r_f I_f \cos \lambda - \\ &- v_f x_f I_f \sin \lambda + v_f x_{fr} I_r \cos \theta_r + \\ &+ j(r_f I_f \sin \lambda + v_f x_f I_f \cos \lambda - v_f x_{fp} I_r \sin \theta_r). \end{aligned}$$

Отсюда модуль напряжения возбуждения БАСД может быть получен в двух вариантах:

$$U_f = \frac{(r_f \cos \lambda - v_f x_f \sin \lambda) I_f + v_f x_f r I_r \cos \theta}{\cos \delta} \quad (22)$$

или

$$U_f = \frac{(r_f \sin \lambda + v_f x_f \cos \lambda) I_f - v_f x_f r I_r \sin \theta}{\sin \delta}. \quad (23)$$

Из (4) электромагнитный вращающий момент АСД

$$M_d = x_{ar} II_r \sin \alpha = x_{ar} II_r \cos(\phi + \theta).$$

Воспользовавшись выражениями ЭДС якоря $E = v x_{ar} I_r$ и тока якоря (13), получим:

$$M_d = \frac{UE \sin \theta \cos(\phi + \theta)}{v[r \sin(\phi + \theta) + vx \cos(\phi + \theta)]}. \quad (24)$$

Если пренебречь значением активного сопротивления обмотки якоря ($r \approx 0$), то при $\phi \approx 0$ электромагнитный момент АСД

$$M_d = \frac{UE \sin \theta}{v^2 x}. \quad (25)$$

Для последовательного каскада электромагнитный момент B [3]

$$M_b = K_p \left(M_d - \frac{\sum r_r I_r^2}{s_0} \right). \quad (26)$$

Суммарный электромагнитный момент БАСД

$$M_{\text{БАСД}} = M_d + M_b = (1 + K_p) M_d - K_p \frac{\sum r_r I_r^2}{s_0}. \quad (27)$$

По полученным выражениям рассчитаны механические характеристики БАСД $v_r = f(M_{\text{эм}})$ при $U/v = 1$ во всем диапазоне регулирования частоты вращения двигателя (рис.3).

Согласно векторной диаграмме БАСД (рис.2) активная мощность якоря АСД

$$P = UI \cos \phi, \quad (28)$$

а активная мощность статора В

$$P_f = U_f I_f \cos \phi_f = -U_f I_f \cos(\lambda + \delta). \quad (29)$$

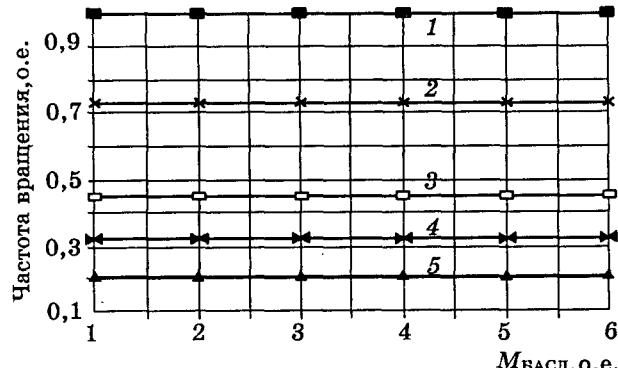


Рис.3. Механические характеристики БАСД $v_r = f(M_{\text{БАСД}})$ для $U_n = 1,35(1), 1,0(2), 0,65(3), 0,5(4), 0,35(5)$

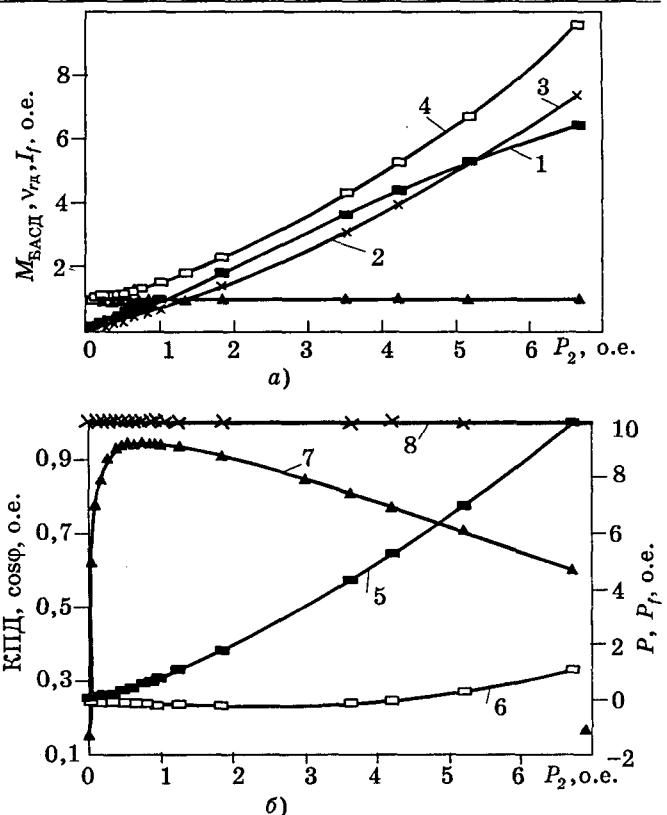


Рис.4. Рабочие характеристики БАСД:

1 — $M_{\text{БАСД}}$; 2 — v_{rd} ; 3 — I ; 4 — I_f ; 5 — P ; 6 — P_f ;
7 — КПД; 8 — $\cos \phi$

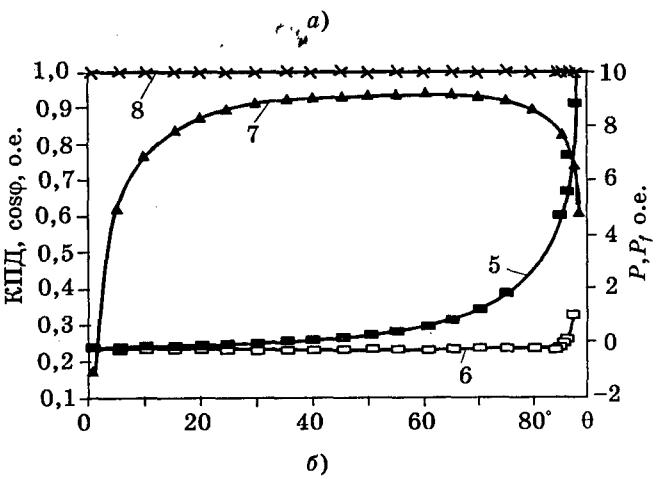
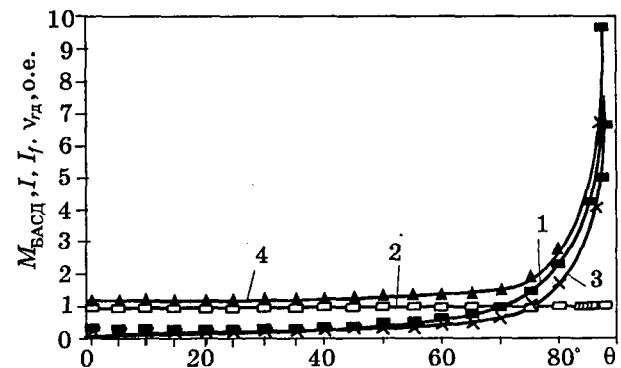


Рис.5. Угловые характеристики БАСД:

1—8 — то же, что и на рис.4

Механическая мощность БАСД

$$P_2 = v_{rd} M_{БАСД} = v_{rd} [(1+K_p)M_d - K_p(\Sigma r_f I_f^2 / s_0)]. \quad (30)$$

У БАСД в отличие от СД угол ϕ (угол сдвига фаз напряжения и тока якоря АСД) задается системой управления тиристорами ИТ ПЧ якоря и остается неизменным во всем диапазоне нагрузок двигателя. Причем нагрузочная составляющая тока ротора АСД I_r , как и у АВД I_f [3], осуществляет автоматическую компенсацию магнитного поля реакции якоря. В то же время ток ротора (индуктора) АСД I_r изменяется по закону, обеспечивающему поддержание постоянства частоты вращения двигателя $v_{rd} = \text{const}$ при заданном соотношении $U/v = \text{const}$.

АСД и БАСД в отличие от СД и БСД развивает пусковой момент, начиная с режима упора. С целью повышения пускового момента БАСД необходимо увеличение соотношения U/v . Так, для получения пускового момента $M_{п.БАСД} = 1,5M_n$, следует увеличить соотношение $U/v = 1$, соответствующее рабочему синхронному режиму, до $U_n/v_n = 1,5$, где $v_n = s_0 = v_f$, так как $v_{rd} = 0$.

В этом случае у последовательного каскада АСД и В (на базе АД-4АНК355 и 4АНК200) $M_{п.БАСД} = M_{д.п} + M_{в.п} = 1,288 + 0,21225 = 1,5$ при следующих параметрах: $U_n = 0,15$; $v_n = s_0 = v_f = 0,1$, угле нагрузки АСД $\theta_n = 69,39^\circ$, $I_n = I_h = 1$; $I_{rp} = 1,1089$ и $U_f = 0,1058$, $I_f = 1,9$, $P = 0,15$, $P_f = -0,04812$.

В дальнейшем по мере разгона БАСД устанавливается $U/v = 1$ и требуемая синхронная частота вращения v_{rd} . На рис.4 при-

веденены рабочие, а на рис.5 — угловые характеристики БАСД. Из сравнения рабочих механических и пусковых характеристик БСД и БАСД можно сделать следующие выводы:

1. БАСД в отличие от БСД при $\cos\phi = 1$ имеет более высокую перегрузочную способность по моменту $K_m \approx 6-7$ вследствие того, что возбудитель B создает дополнительный врачающий момент M_B , составляющий 20—22% от $M_{d.n}$. При этом происходит транзит активной мощности с ротора на статор возбудителя B .

2. У БАСД более высокий КПД вnominalном режиме и при перегрузках, но требуется увеличение номинального тока статора B .

3. У БАСД угловые характеристики $M_{эм}$, $P_{эм} = f(\theta)$ в отличие от БСД изменяются не по синусоидальному закону и достигают максимума при угле нагрузки, близком к $\theta_{max} \approx 90^\circ$. Номинальная нагрузка БАСД определяется параметрами базовых АД последовательного каскада в диапазоне $\theta_n = 40-75^\circ$.

4. БАСД, как и БСД, являются частотно-регулируемым двигателем с поддержанием $U/v = \text{const}$.

Список литературы

1. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Байнев В.Ф. Обобщенная электромеханическая система// Электротехника. 1995. № 2. С.2—4.
2. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Асташкин В.В. Асинхронизированный синхронный двигатель//Электротехника. 1999. № 2. С. 10—13.
3. Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Асинхронизированные вентильные двигатели. Саранск: Изд-во Мордов. унта, 1998.
4. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоиздат, 1984.

Трехфазный асинхронный двигатель с расширенными функциональными возможностями

СМИРНОВ Ю.В., канд.техн.наук

МГИУ

Предложен специализированный трехфазный асинхронный двигатель с расширенными функциональными возможностями, имеющий две автономные магнитные системы, объединенные общим ротором. Применение двигателя в составе асинхронного привода с тиристорными преобразователями напряжения позволяет расширить функциональные возможности фазового, импульсного, квазичастотного и векторно-импульсного способов управления, а также обеспечить дополнительно различные режимы работы электропривода.

Благодаря простоте конструкции, надежности и высоким энергетическим показателям асинхронные двигатели составляют основу электро-

привода производственных машин, причем доля специализированных двигателей все более увеличивается. Это вызвано интеграцией электро-

двигателей с рабочими органами машин и расширением специфических требований к двигателям. Проектирование асинхронных двигателей классической конструкции доведено до такого уровня [1], что обеспечивает практически предельные значения электромагнитных нагрузок при приемлемом расходе активных материалов. Поэтому дальнейшее развитие асинхронных двигателей и, в первую очередь, расширение их функциональных возможностей достигается только при использовании новых нетрадиционных конструкций двигателей.

Ограничение функциональных возможностей классических асинхронных двигателей вызвано тем, что они имеют одну магнитную систему, в которой жестко и неразрывно совмещены две функции: наведение ЭДС в проводниках обмотки ротора и создание рабочего магнитного потока, взаимодействующего с токами в обмотке ротора. Вследствие этого ограничены возможности формирования желаемых статических и динамических механических характеристик двигателей, эффективного использования различных способов управления двигателями, а также организации требуемого графика разгона и торможения производственных механизмов. Для расширения функциональных возможностей и улучшения динамических свойств асинхронных электроприводов все более широко применяются тиристорные преобразователи напряжения [2—4]. Однако при использовании серийных асинхронных двигателей возможности тиристорных преобразователей при оптимизации динамических режимов электроприводов не могут быть полностью реализованы. Критерием качества переходных процессов электропривода является степень их соответствия заданным по условиям работы приводного механизма законам изменения момента и угловой скорости двигателя в функции фазовых координат или времени [2]. Взаимосвязанные электромагнитные переходные процессы в асинхронном двигателе классической конструкции чрезвычайно сложны и в основном определяются характером изменения свободных составляющих тока и магнитного потока, обуславливающих мгновенные значения электромагнитного момента. На практике наиболее полно реализуется фазовое управление серийных асинхронных двигателей. Значительно сложнее организуется квазичастотное управление серийных асинхронных двигателей [5]. Наиболее перспективным является метод векторно-импульсного управления асинхронных двигателей, теоретически позволяющий обеспечить максимальный электромагнитный момент, в 8—10 раз превышающий номинальное значение при существенно меньшей кратности максимального тока. Однако реализация векторно-импульсного управления серийных асинхронных двигателей чрезвычай-

но затруднена из-за необходимости использования сложного алгоритма управления при учете не только взаимного положения векторов тока и потокосцепления, но и частоты и амплитуды ЭДС двигателя [6, 7].

Автором предложен трехфазный асинхронный двигатель с расширенными функциональными возможностями [8], у которого имеются две автономные магнитные системы, объединенные общим ротором. Конструктивная схема двигателя по [8] представлена на рис.1. Трансформаторная магнитная система (ТМС) с сосредоточенной трехфазной обмоткой (рис.1,а) наводит ЭДС в проводниках обмотки ротора, под действием которых по этим проводникам проходят токи. Индукторная магнитная система (ИМС) с сосредоточенной трехфазной обмоткой (рис.1,б) создает

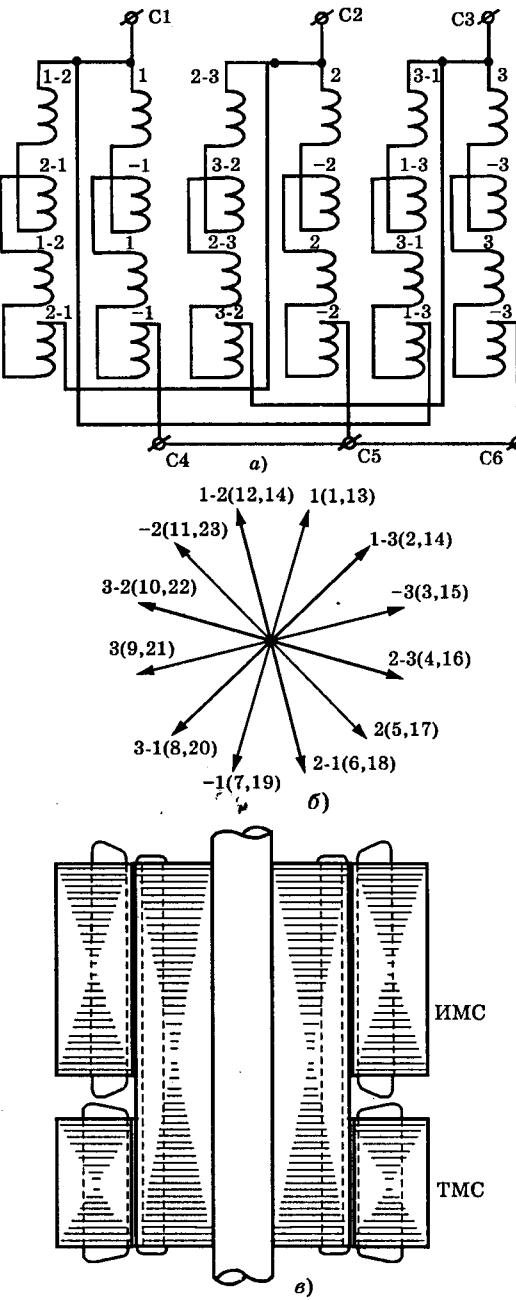


Рис.1.

пульсирующие магнитные потоки, взаимодействующие с токами обмотки ротора. Число зубцов ТМС в два раза больше числа полюсов ИМС, причем взаимное расположение зубцов ТМС и полюсов ИМС таково, что каждой фазе ТМС соответствует следующая в прямой или обратной последовательности фаза ИМС. Значение ЭДС, находимое в проводниках обмотки ротора, выбирается из условия выполнения проводников из меди, что позволяет примерно в два раза уменьшить активное сопротивление обмотки ротора в рабочем режиме, а также существенно повысить допустимую линейную нагрузку. В свою очередь, магнитные потоки, создаваемые ИМС, ограничены только насыщением магнитной цепи. ТМС и ИМС расположены вдоль оси двигателя (рис.1,б), что снижает активную длину проводников обмотки ротора. Однако отсутствие вылета лобовых частей обмоток ТМС и ИМС позволяет увеличить в том же габарите двигателя длину пакета ротора. Поэтому активная длина проводников обмотки ротора предложенного двигателя мало отличается от активной длины проводников обмотки ротора серийного двигателя. Кроме того, структура предложенного двигателя позволяет оптимизировать каждую магнитную систему исходя из ее функционального назначения.

Электромагнитный момент предложенного двигателя создается тангенциальными электромагнитными силами, каждая из которых представляет собой векторное произведение тока в проводнике обмотки ротора и продольной составляющей магнитного потока ИМС в пределах зубцового деления пакета ротора. На рис.1,*a* и *b* пунктиром показаны пути силовых магнитных линий в ТМС и ИМС в пределах полюсного деления. Соответственно в каждой активной зоне, определяемой полюсным делением, пространственное расположение волн линейной токовой нагрузки и магнитного потока совпадают. Поэтому в каждый момент времени обеспечивается положительное значение тангенциальных электромагнитных сил, приложенных ко всем пазам пакета ротора. Кроме того, для определенного режима работы двигателя, например, пускового режима, можно добиться совпадения фаз вынужденных составляющих тока и магнитного потока путем подбора схем соединения обмоток статора, выбора числа и формы пазов пакета ротора и т.п. Таким образом, эффективность электромеханического преобразования энергии в предложенном двигателе существенно выше, чем в серийном. Направление вращения ротора предложенного двигателя определяется порядком чередования фаз. Предварительные расчеты показали, что габаритная мощность предложенного двигателя не ниже, чем у серийного двигателя.

На рис.2 показана схема включения силовых цепей электропривода на базе предложенного

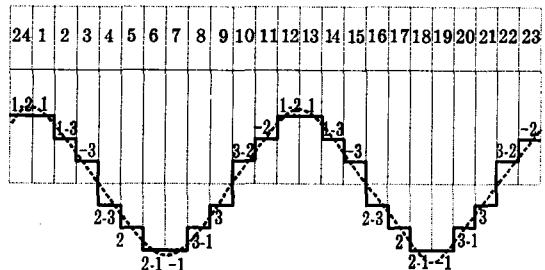


Рис.2.

двигателя. Реверсивный магнитный пускатель *КМ* обеспечивает выбор направления вращения ротора при отключенных обмотках статора, т.е. при безтоковой коммутации. Включение магнитных систем *ТМС* и *ИМС* производится независимо друг от друга с помощью тиристорных преобразователей *ТПТ* и *ТПИ*, что дает возможность организации самых разнообразных алгоритмов управления двигателем. Обмотки *ТМС* и *ИМС* могут иметь одинаковые или различные схемы соединения. Так, на рис.2 представлены схема «звезда» для обмоток *ТМС* и схема «треугольник» для обмоток *ИМС*. Структура схемы включения и конструкция предложенного двигателя обеспечивают два регулируемых энергетических потока и независимые каналы управления этими потоками, что позволяет повысить эффективность электромеханического преобразования энергии и значительно расширить функциональные возможности фазового, импульсного, квазичастотного и векторно-импульсного способов управления асинхронными электроприводами. В частных случаях схема включения предложенного двигателя может быть упрощена, например, за счет исключения одного тиристорного преобразователя. Помимо эффективной реализации указанных способов управления асинхронными электроприводами схема рис.2 обеспечивает следующие широко востребуемые режимы работы электроприводов: плавное изменение напряжения одной или обоих магнитных систем; плавный пуск; плавное торможение; форсировка напряжения одной или обоих магнитных систем; формирование требуемой статической механической характеристики; неодновременное включение магнитных систем, позволяющее исключить влияние на электромагнитный момент свободных составляющих тока или магнитного потока и т.д.

Асинхронные электроприводы с тиристорными преобразователями напряжения находят широкое применение в различных производственных объектах [4]. Такие электроприводы используются в устройствах, требующих реализации частных и плавных пускотормозных режимов: лифтах, подъемно-транспортных механизмах, транспортно-складских и робототехнических комплексах. В производственных машинах с резко-переменной нагрузкой асинхронные электроприводы с тиристорными преобразователями позво-

ляют ограничить механические удары в кинематических передачах и вибромеханическое воздействие на электродвигатель и, в конечном счете, повысить технический ресурс машин. Имеется большая группа производственных машин с «тяжелым» пуском, требуемый пусковой момент которых в 5—8 раз превышает значение номинального момента (дробильные барабаны, мешалки, углепомольные устройства, станки-качалки нефтяных скважин и др.). Обеспечение с помощью специализированного асинхронного электропривода заданной кратности пускового момента позволяет значительно снизить габарит двигателя указанных машин и уменьшить энергопотребление. Во всех указанных производственных объектах применение асинхронного электропривода на базе предложенного двигателя может обеспечить существенный технико-экономический эффект.

Список литературы

1. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Под ред. В.И. Радина. М.: Энергоиздат, 1990.
2. Петров Л.П. Управление пуском и торможением асинхронных двигателей. М.: Энергоиздат, 1981.
3. Петров Л.П., Андрющенко О.А. и др. Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода. М.: Энергоиздат, 1986.
4. Браславский И.Я. О возможностях энергосбережения при использовании регулируемых асинхронных электроприводов//Электротехника. 1998. № 8. С.2—6.
5. Масандилов Л.Б., Гетман Ю.И., Мелизов В.Л. Особенности квазичастотного управления асинхронного двигателя//Электротехника. 1994. № 5—6. С.16—20.
6. Анисимов В.А., Москаленко В.В., Рожанковский Ю.В. Специальные режимы устройств для асинхронных двигателей//Электротехника. 1994. №7. С.23—26.
7. Фатих Н.А., Рожанковский Ю.В. Пусковой момент асинхронного двигателя при векторно-импульсном управлении//Электротехника. 1994. № 8. С.9—11.
8. Пат.2088027 РФ. Трехфазный электродвигатель/Ю.В. Смирнов//Открытия. Изобретения. 1997. № 23.

Специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора

СМИРНОВ Ю.В., канд.техн.наук

МГИУ

Предложен специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора, отличающийся от серийного асинхронного двигателя увеличенным диаметром расточки при соответствующем уменьшении осевой длины. Проведен сравнительный анализ предлагаемого двигателя с серийным той же мощности, принимаемым за прототип. Доказано, что при числе пазов на полюс и фазу равном двум предлагаемый двигатель имеет существенные преимущества перед прототипом. Дано область применения предлагаемого двигателя.

В мировой практике наряду с применением в электроприводе серийных асинхронных двигателей общепромышленного назначения все в большей степени используются специализированные асинхронные двигатели. Это вызвано сращиванием электропривода с технологическими объектами и появлением специфических требований к двигателям. Четко прослеживается тенденция ежегодного увеличения доли специализированных двигателей. Так, в Японии еще в 1976 г. такие двигатели составили половину всего выпуска [1].

В асинхронных двигателях наиболее ответственными являются зубцово-пазовые зоны пакетов статора и ротора. В этих зонах наиболее велика неоднородность активной среды, сокращено пространство для размещения обмоток и прохождения рабочего магнитного потока, а также сосредоточены основные источники тепловыделения. Зубцово-пазовые зоны являются наиболее нагруженными в электромагнитном отноше-

нии частями пакетов статора и ротора. В специализированных асинхронных двигателях при увеличении диаметра расточки создаются условия повышения эффективности использования активных материалов, однако соответствующее уменьшение активной длины пакетов статора и ротора при традиционной распределенной обмотке статора предопределяет существенное повышение доли лобовых частей обмотки по сравнению с активными пазовыми частями, что является сдерживающим фактором [2]. Это ограничение снимается при использовании в специализированных асинхронных двигателях сосредоточенных обмоток статора. В предлагаемой статье показана возможность создания высокоэффективных специализированных асинхронных двигателей с сосредоточенными обмотками статора и уменьшенным значением геометрического фактора $\lambda=l/D$, где l — активная длина пакетов статора и ротора; D — диаметр расточки.

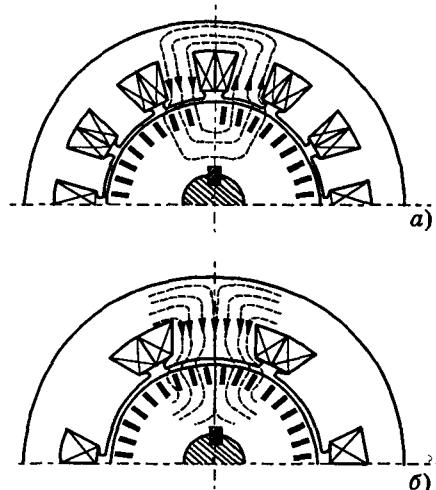


Рис.1.

В качестве возможного варианта специализированного асинхронного двигателя принят двигатель с шестью секциями обмотки статора, каждая из которых имеет $2p$ катушек, где p — число пар полюсов. Катушки в секции соединены встречно-последовательно и охватывают по одному зубцу пакета статора. Три секции катушки соединены в «звезду» и три — в «треугольник», причем катушки этих секций чередуются [3]. На рис.1 для предлагаемого двигателя показаны схема соединения катушечных групп (а) и звезда НС катушек (б). Параметры представленного на рис.1 двигателя: $p=2$, $z_1=24$, $q=2$, где z_1 — число пазов пакета статора; q — число пазов на полюс и фазу. Результирующая звезда НС (рис.1, б) включает в себя звезду НС согласно включенных катушек 1, 2, 3 и звезду НС встречено включенных катушек $-1, -2, -3$ секций обмотки, соединенных в «звезду», а также звезду НС согласно включенных катушек 1—2, 2—3, 3—1 и звезду НС встречено включенных катушек 2—1, 3—2, 1—3 секций обмотки, соединенных в «треугольник». Сдвиг по фазе между векторами результирующей звезды НС равен 30° . При подключении обмотки статора по схеме рис.1, а к трехфазной питающей сети звезда НС (рис.1, б) вращается в направлении, соответствующем чередованию фаз, а диаграмма НС, создаваемая обмоткой статора (рис.2), перемещается в направлении порядка следования фаз, образуя врачающееся магнитное поле.

Сопоставим электромагнитные свойства предлагаемого двигателя и серийного двигателя той же мощности, принимаемого за прототип. У серийного двигателя за счет насыщения зубцов пакетов статора и ротора кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре в пределах полюсного деления уплощается и существенно отличается от синусоиды. Это вызывает появление пространственных высших гармоник, обуславливающих добавочные потери, добавочные

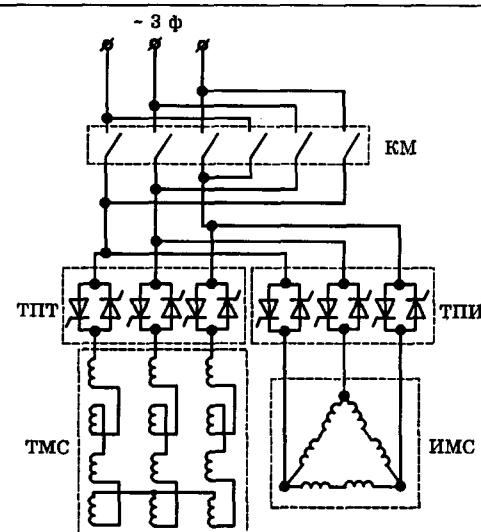


Рис.2.

моменты, магнитный шум и вибрации. Шаг обмотки статора серийного двигателя равен или меньше полюсного деления; при расчете ЭДС обмотки необходимо базироваться на среднее значение магнитной индукции в воздушном зазоре, причем вектор фазной ЭДС представляет собой геометрическую сумму векторов пазовых ЭДС. В предлагаемом двигателе кривая МДС «собирается» по участкам, соответствующим катушкам обмотки (рис.2), причем шаг катушки равен зубцовому делению, а ЭДС секции равна арифметической сумме ЭДС катушек. При этом катушка, развивающая в данный момент времени максимальное значение МДС, создает в своем зубце и воздушном зазоре максимальное значение магнитной индукции, а все катушки в пределах полюсного деления — кривую распределения магнитной индукции. Следовательно, ЭДС катушки определяется максимальным значением магнитной индукции в воздушном зазоре, а при одинаковом значении магнитной индукции в зубце пакета статора магнитная индукция в воздушном зазоре предлагаемого двигателя выше, чем у серийного двигателя.

На рис.3 показаны конструктивные схемы предлагаемого двигателя при внутреннем (а) и наружном (б) расположении пакета ротора. Пакет статора имеет открытые пазы, в которых раз-

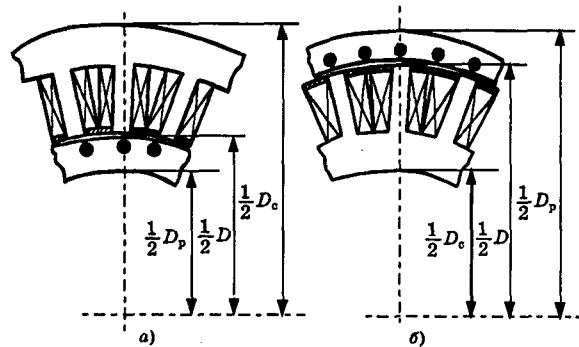


Рис.3.

мешены каркасные катушки, намотанные вне двигателя. При таком исполнении катушек повышается надежность обмоток статора и увеличивается коэффициент заполнения катушек активным материалом. Конструкция двигателя по рис.3,*a* обеспечивает более высокий коэффициент заполнения паза статора активным материалом. Предлагается магнитное капсулирование катушек в пазах пакета статора, что существенно снижает зубцовые пульсации магнитного потока в воздушном зазоре [4]. Более плотная укладка проводов в катушках обеспечивает значительное повышение теплопроводности обмоточного пространства, а более плотный тепловой контакт катушек с пакетом статора снижает неравномерность температурного поля в катушках и уменьшает максимальное значение температуры [5]. Поэтому у предлагаемого двигателя по сравнению с серийным плотность тока в обмотке статора может быть повышенна. Как показано на рис.1,*a* ток, поступающий из сети, имеет две составляющих, одна из которых протекает по секции обмотки, соединенной в «звезду», а другая — по секции обмотки, соединенной в «треугольник». Действующие значения МДС каждой катушки равны, т.е. $I_3 w_3 = I_t w_t$, где I_3 и $I_t = 1/\sqrt{3} I_3$ — действующие значения токов в секциях, соединенных в «звезду» и «треугольник»; w_3 и $w_t = \sqrt{3} w_3$ — числа витков указанных катушек. Преобразовав «треугольник» из трех секций обмотки статора в эквивалентную «звезду», получим в каждой фазе две параллельные идентичные цепи. Поэтому для тока, поступающего из сети, имеем $I=2I_3$. Кроме того, принимаем для предлагаемого двигателя и прототипа равенство токов, поступающих из сети ($I=I_n$).

При сравнении массогабаритных показателей предлагаемого двигателя по рис.3,*a* и *b* и прототипа в качестве условий электромагнитной эквивалентности принимаем соотношение:

$$Dl = D_n l_n; \quad \lambda D^2 = \lambda_n D_n^2; \quad (1)$$

$$\frac{D_c - D}{D_{c.n} - D_n} = K_{c1}; \quad \frac{D - D_p}{D_n - D_{p.n}} = K_{p1}; \quad (2)$$

$$\frac{D - D_c}{D_{c.n} - D_n} = K_{c2}; \quad \frac{D_p - D}{D_n - D_{p.n}} = K_{p2}, \quad (3)$$

где λ_n — геометрический фактор прототипа; D_c и D_p — наружный диаметр пакета статора и внутренний диаметр пакета ротора предлагаемого двигателя; $D_{c.n}$ и $D_{p.n}$ — те же величины прототипа; K_{c1} , K_{p1} — коэффициенты увеличения высоты активной зоны пакета статора и уменьшения высоты активной зоны пакета ротора при внутреннем расположении ротора (рис.3,*a*); K_{c2} , K_{p2} — те же величины при внешнем расположении ротора (рис.3,*b*).

С учетом (1) и (2) для отношения объемов и площадей теплоотдающих поверхностей пакетов статора и ротора предлагаемого двигателя по рис.3,*a* и прототипа найдем:

$$\frac{V_c}{V_{c.n}} = \frac{D_c^2 - D^2}{D_{c.n}^2 - D_n^2} \frac{l}{l_n} = \frac{K_{c1} \left[2 + K_{c1} \frac{D_n}{D} \left(\frac{D_{c.n}}{D_n} - 1 \right) \right]}{1 + \frac{D_{c.n}}{D_n}}; \quad (4)$$

$$\frac{V_p}{V_{p.n}} = \frac{D^2 - D_p^2}{D_n^2 - D_{p.n}^2} \frac{l}{l_n} = \frac{K_{p1} \left[2 - K_{p1} \frac{D_n}{D} \left(1 - \frac{D_{p.n}}{D_n} \right) \right]}{1 + \frac{D_{p.n}}{D_n}}; \quad (5)$$

$$\frac{S_c}{S_{c.n}} = \frac{D_c l}{D_{c.n} l_n} = K_{c1} \frac{D_n}{D} \left(1 - \frac{D_n}{D_{c.n}} \right) + \frac{D_n}{D_{c.n}}; \quad (6)$$

$$\frac{S_p}{S_{p.n}} = \frac{D_p l}{D_{p.n} l_n} = \frac{D_n}{D_{p.n}} - K_{p1} \left(\frac{D_n}{D_{p.n}} - 1 \right). \quad (7)$$

Аналогично в соответствии с (1) и (3) для отношения объемов и площадей теплоотдающих поверхностей пакетов статора и ротора предлагаемого двигателя по рис.3,*b* и прототипа имеем:

$$\frac{V_c}{V_{c.n}} = \frac{K_{c2} \left[2 - K_{c2} \frac{D_n}{D} \left(\frac{D_{c.n}}{D} - 1 \right) \right]}{1 + \frac{D_{c.n}}{D_n}}; \quad (8)$$

$$\frac{V_p}{V_{p.n}} = \frac{K_{p2} \left[2 + K_{p2} \frac{D_n}{D} \left(\frac{D_{p.n}}{D_n} + 1 \right) \right]}{1 + \frac{D_{p.n}}{D_n}}; \quad (9)$$

$$\frac{S_c}{S_{c.n}} = \frac{D_n}{D_{c.n}} - K_{c2} \frac{D_n}{D} \left(1 - \frac{D_n}{D_{c.n}} \right); \quad (10)$$

$$\frac{S_p}{S_{p.n}} = \frac{D_n}{D_{p.n}} + K_{p2} \frac{D_n}{D} \left(\frac{D_n}{D_{p.n}} - 1 \right). \quad (11)$$

На рис.4 представлены рассчитанные по выражениям (4)–(7) при внутреннем расположении ротора (*a*) и рассчитанные по выражениям (8)–(11) при внешнем расположении ротора (*b*)

зависимости $\frac{V_c}{V_{c.n}} \left(\frac{D}{D_n} \right)$ (1), $\frac{V_p}{V_{p.n}} \left(\frac{D}{D_n} \right)$ (2),

$\frac{S_c}{S_{c.n}} \left(\frac{D}{D_n} \right)$ (3) и $\frac{S_p}{S_{p.n}} \left(\frac{D}{D_n} \right)$ (4) при $K_{c1}=K_{c2}=1,3$;

$D_n = D_{c.n} = 0,6$; $K_{p1} = K_{p2} = 0,7$; $D_{p.n} = D_n = 0,25$.

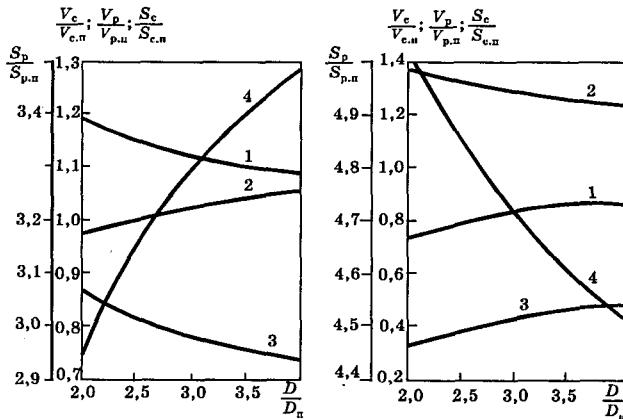


Рис.3.

Эти зависимости показывают, что с увеличением диаметра расточки предлагаемого двигателя суммарный объем пакетов ротора и статора практически остается неизменным и несколько превышает таковой для серийного двигателя. У предлагаемого двигателя резко возрастает теплоотдача от пакета ротора, что позволяет увеличить плотность тока в обмотке ротора и уменьшить высоту паза пакета ротора. В то же время снижается площадь теплоотдающей поверхности пакета статора, что, однако, не должно привести к повышению максимальной температуры катушек благодаря увеличению теплоотдачи от пакета статора к пакету ротора, а также снижению перепада температуры внутри катушки. Поэтому плотность тока в обмотках статора у предлагаемого двигателя по рис.3,а меньше, а у двигателя по рис.3,б не больше, чем у прототипа.

У предлагаемого двигателя число витков катушки секции, включенной в «звезду», определяется выражением

$$w_3 = \frac{K_E U}{2p \cdot 4,44 f b_3 l B_3}, \quad (12)$$

где U — действующее значение фазного напряжения; K_E — коэффициент рассеяния; f — частота переменного тока; b_3 — ширина зубца пакета статора; B_3 — максимальное значение магнитной индукции в зубце.

Принимая во внимание, что $b_3 \approx \frac{B_\delta}{B_3} \frac{\pi D}{4pm}$, где B_δ — максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре; p — число пар полюсов; m — число фаз, из (12) находим:

$$w_3 = \frac{2K_E m U}{4,44 \pi f D_\pi l_\pi B_\delta}. \quad (13)$$

Число витков фазной обмотки статора прототипа

$$w_\pi = \frac{p_\pi K_{E\pi} U}{4,44 K_{o\pi} f D_\pi l_\pi B_{\delta\pi}}, \quad (14)$$

где $K_{o\pi}$ — обмоточный коэффициент; p_π , $K_{E\pi}$, $B_{\delta\pi}$ — соответствующие параметры прототипа.

Для отношения площадей поперечного сечения меди в пазу пакета статора предлагаемого двигателя и прототипа имеем:

$$\frac{Q}{Q_\pi} = \frac{2I_3 w_3 p_\pi q_\pi \Delta_\pi}{\Delta} = \frac{2m q_\pi}{\pi} \frac{K_E K_{o\pi}}{K_{E\pi}} \frac{B_{\delta\pi}}{B_\delta} \frac{\Delta_\pi}{\Delta}. \quad (15)$$

Здесь q_π — число пазов на полюс и фазу прототипа. В свою очередь, отношение объемов меди обмоток статора предлагаемого двигателя и прототипа можно представить выражением:

$$\frac{V_m}{V_{m\pi}} = \frac{Q}{Q_\pi} \frac{z_1}{z_{1\pi}} F_\pi, \quad (16)$$

где z_1 и $z_{1\pi}$ — числа пазов пакета статора соответственно предлагаемого двигателя и прототипа;

$$F_\pi = \frac{l}{l_\pi} \frac{1 + \frac{l_\pi}{l}}{1 + \frac{l_{\pi\pi}}{l_\pi}} = \frac{\frac{D_\pi}{D} + \frac{1}{\lambda_\pi} \frac{l_\pi}{D} \frac{D}{D_\pi}}{1 + \frac{1}{\lambda_\pi} \frac{l_{\pi\pi}}{D_\pi}}; \quad (17)$$

l_π — средняя длина лобовой части витка катушки обмотки статора предлагаемого двигателя; $l_{\pi\pi}$ — то же прототипа;

$$\frac{l_\pi}{D} \approx \frac{\pi}{z_1}; \quad \frac{l_{\pi\pi}}{D_\pi} = \frac{\pi K_\pi y_{cp}}{z_{1\pi}} \left(1 + \frac{h_{c\pi}}{D_\pi} \right); \quad (18)$$

K_π — коэффициент, зависящий от числа полюсов и формы лобовых частей катушки; y_{cp} — средний шаг обмотки в зубцовых делениях; $h_{c\pi}$ — высота паза пакета статора прототипа.

Из (16) с учетом (17) и (18) найдем:

$$F_\pi = \frac{\frac{D_\pi}{D} + \frac{1}{\lambda_\pi} \frac{\pi}{z_1} \frac{D}{D_\pi}}{1 + \frac{1}{\lambda_\pi} \frac{\pi K_\pi y_{cp}}{z_{1\pi}} \left(1 + \frac{h_{c\pi}}{D_\pi} \right)}, \quad (19)$$

а из условия $\frac{\partial F_\pi}{\partial \left(\frac{D}{D_\pi} \right)} = 0$ получим:

$$d = \frac{D_0}{D_\pi} = \sqrt{\frac{\lambda_\pi z_1}{\pi}}; \quad \frac{F_{\pi 0}}{F_\pi} = \frac{\frac{2}{d}}{\frac{D_\pi}{D} + \frac{1}{d^2} \frac{D}{D_\pi}}. \quad (20)$$

Функция $\frac{F_{\pi 0}}{F_\pi} \left(\frac{D}{D_\pi} \right)$ в реальной зоне варьирования величины D/D_π относительно значения d мало отличается от единицы. Поэтому выражение (19) можно представить в виде:

$$F_\pi = \frac{2/d}{1 + \frac{1}{d^2} K_\pi y_{cp} \frac{z_1}{z_{1\pi}} \left(1 + \frac{h_{c\pi}}{D_\pi} \right)}. \quad (21)$$

Из (16) с учетом (15) и (21)

$$\frac{V_m}{V_{m,n}} = \frac{\frac{4q_n m}{\pi d} \frac{K_E K_{o,n}}{B_{\delta,n}} \frac{B_{\delta,n}}{B_{\delta}} \frac{\Delta_n}{\Delta}}{\frac{z_{1n}}{z_1} + \frac{1}{d^2} K_L y_{cp} \left(1 + \frac{h_{c,n}}{D_n}\right)}. \quad (22)$$

Отношение активных сопротивлений фазы статора предлагаемого двигателя и прототипа равно:

$$\frac{R_1}{R_{1n}} = \frac{pw_a}{w_n} \frac{\Delta}{\Delta_n} \frac{I_n}{I_a} F_n. \quad (23)$$

При $I=I_n$ выражение (23) определяет также отношение мощностей потерь в обмотках статора предлагаемого двигателя и прототипа. Поэтому из (23) с учетом (13), (14) и (22) получим:

$$\frac{\Delta P_1}{\Delta P_{1n}} = \frac{R_1}{R_{1n}} = \frac{V_m}{V_{m,n}} \left(\frac{\Delta_n}{\Delta} \right)^2. \quad (24)$$

Анализируя выражения (15), (22) и (24), приходим к выводу, что предлагаемые специализированные асинхронные двигатели могут заменить серийные асинхронные двигатели с обмотками статора при $q_n=2$. К таким двигателям относятся большинство двигателей малой мощности и многополюсные низкооборотные двигатели любой мощности. Перспективно применение предлагаемого двигателя в качестве мотор-колеса электрифицированного транспорта. Представляет интерес использование предлагаемого двигателя с встроенным в ротор маховиком в приводах с циклической ударной нагрузкой. Целесообразно применение предлагаемых двигателей в электроревентиляторах.

В заключение подытожим положительные свойства предлагаемых двигателей, позволяющие предпочесть их серийным двигателям. Благодаря концентрации магнитного потока в зубцах статора, охваченных катушками, удается повысить максимальное значение магнитной индукции в воздушном зазоре. Уменьшение активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния обмоток статора обеспечивает существенное увеличение пускового и максимально-

го врачающих моментов, а снижение потерь мощности в обмотках статора позволяет повысить КПД двигателя и плотность тока в обмотках статора при соответствующем уменьшении площади паза. Намотка катушек вне двигателя обуславливает увеличение коэффициента заполнения катушек активным материалом и коэффициента теплопроводности обмоточного пространства, а также повышает надежность двигателей. Магнитное капсулирование пазов статора обеспечивает значительное уменьшение провалов магнитной индукции.

Точное сопоставление массогабаритных показателей предлагаемого и серийного двигателей требует в каждом частном случае детального электромагнитного расчета активных ядер двигателей. Ориентировочная сравнительная оценка предлагаемого и серийного двигателей может быть проведена в соответствии с выражениями (20), (22) и (24) и данными, приведенными в [6]. Такие расчеты, выполненные для асинхронных двигателей малой мощности, показали, что предлагаемые двигатели имеют меньший объем меди при несколько большем объеме стали. Следует учесть, что за счет устранения вылета лобовых частей обмоток статора предлагаемые двигатели имеют примерно такой же габаритный объем, что и серийные двигатели.

Список литературы

1. Ильинский Н.Ф., Юньков М.Г. Итоги развития и проблемы электропривода//Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат. 1990.
2. Изосимов Д.Б., Лопухина Е.М., Захаренко А.Б. Предварительная оптимизация размеров активных частей асинхронных электродвигателей для регулируемого привода//Электричество. 1996. № 11.
3. Смирнов Ю.В. Электродвигатель переменного тока. Авторская заявка № 4690509/07 от 29.03.89, НО2К17/12, положительное решение от 26.03.91.
4. Яковлев А.И. Электрические машины с уменьшенной материалоемкостью. М.: Энергоатомиздат, 1989.
5. Смирнов Ю.В. Тепловой расчет обмоток электромагнитных устройств малой мощности//Электротехника. 1975. № 12.
6. Асинхронные двигатели общего назначения/Под ред. В.М.Петрова, А.Э.Кравчука. М.: Энергия, 1980.

Моделирование электромагнитных процессов трехфазных асинхронных двухскоростных лифтовых двигателей серии RA

МАКАРОВ Л.Н., канд.техн.наук, доктор электротехники РАЭН, (ОАО «ЯЭМЗ—ELDIN»), МАРТЫНОВ В.А., доктор техн.наук, проф., (ИГЭУ), ПОПОВ В.И., доктор техн.наук, проф., чл.-кор. РАЭН (ВГИПИ)

Показаны основные результаты моделирования методом проводимости зубцовых контуров динамических электромагнитных процессов трехфазного асинхронного двухскоростного лифтового двигателя с числами полюсов 4/16 серии RA.

Трехфазные двухскоростные лифтовые асинхронные двигатели (АД) работают в режимах

частных переключений: разгоняются при работе быстроходной обмотки статора и при подходе к

заданному этажу переключаются на тихоходную обмотку, некоторое время работают в режиме генераторного торможения, затем переходят в двигательный режим на малой частоте вращения, окончательная остановка происходит после отключения от сети и наложения механического тормоза. Такие АД с короткозамкнутым ротором всегда исполняются с двумя раздельными разнополюсными обмотками на статоре, что обеспечивает простоту, надежность схемы управления, а также выполнение одного из основных требований лифтового электропривода: отсутствие перерывов питания при переключениях с одной полюсности на другую.

Работа двухскоростных лифтовых АД с короткозамкнутым ротором характеризуется наличием избыточных ударных моментов при пусках и переходах с одной частоты вращения на другую, вызывающих большие механические напряжения и удары в передачах, недопустимо высокие ускорения. Наибольший избыточный ударный момент возникает при переходе с большей частоты вращения на меньшую, когда для тихоходной обмотки максимальный момент генераторного режима значительно превышает момент двигательного режима из-за повышенного ее сопротивления r_1 . В связи с этим для эффективной разработки и промышленной эксплуатации лифтовых АД необходимо располагать адекватной математической моделью, позволяющей на стадии проектирования исследовать различные переходные и установившиеся электромагнитные процессы.

В расчетной практике для исследования переходных электромагнитных процессов электрических машин используется главным образом модель идеализированной обобщенной машины [1] на основе уравнений Парка—Горева. Такая модель при расчете электромагнитных процессов лифтовых АД не позволяет адекватно учитывать дискретность распределения по пазам обмоток статора, а также изменения насыщения отдельных частей магнитопровода (особенно мостика закрытых пазов ротора) при переходных процессах. Поэтому для расчетов характеристик двухскоростных лифтовых АД была разработана математическая модель на основе метода проводимостей зубцовых контуров [2—4], оперирующего с мгновенными значениями токов и напряжений реальных обмоток при численном интегрировании уравнений состояния ветвей электрической цепи АД непосредственно относительно их потокосцеплений. Использование такой модели позволяет рассчитывать полное поле в активной зоне машины с учетом изменений во времени, дискретности распределения обмоток в пазах, реальных насыщений магнитной цепи и зубчатости взаимно перемещающихся сердечников статора и ротора.

Отличительной особенностью лифтовых АД являются высокие перегрузочные способности для каждой полюсности, что достигается снижением индуктивных сопротивлений обмоток путем увеличений чисел пазов магнитопровода, т.е. лифтовые АД имеют всегда большие числа пазов статора и ротора по сравнению с односкоростными АД [5,6].

Таблица 1

**Размеры и обмоточные данные лифтового
АД с 4/16 полюсами**

Число полюсов $2p$	4	16
Наружный и внутренний диаметры сердечника статора D_{n1}/D_1 , мм	273/185	
Наружный и внутренний диаметры сердечника ротора D_{n2}/D_2 , мм	183,8/60	
Воздушный зазор δ , мм	0,6	
Длина сердечников $l_1=l_2$, мм	180	
Число пазов статора и ротора z_1/z_2	60/70	
Марка стали при толщине листов 0,5 мм	2214	
Трехфазные обмотки статора:		
Число пазов на полюс и фазу q	Однослочная (дно паза)	Двухслойная (верх паза)
Шаг по пазам y_{n1} концентрических катушек	5	1,25
Число эффективных проводников паза N_{n1}	15; 13; 9 и 13; 9	4; 2 и 3
Число витков фазы $w_{\phi 1}$	11	15+15 (9+21)
Обмоточный коэффициент K_{ob1}	0,9149	0,9265
Толщина пазовой изоляции Δ_{iz} , мм		0,32
Провод марки ПЭТ-155 диаметром d , мм	2×32/1,4	1,32/1,4
Средняя длина витка $l_{cp,1}$, мм	750	490
Активное сопротивление фазы r_1 при 20° С, Ом	0,50	1,91
Сечение стержня ротора q_{ct} , мм^2		44,887
Среднее сечение короткозамкнутого кольца $q_{k,z}$, мм^2		297,5
Скос пазов ротора b_{ck} , мм		—

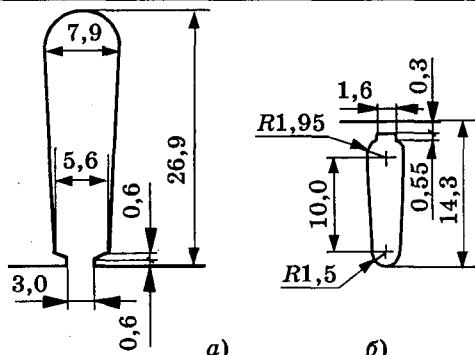


Рис.1.

Исследование динамических электромагнитных процессов трехфазного двухскоростного лифтового АД проведем на примере машины с числами полюсов $2p=4/16$ и пазов $z_1=z_2=60/70$ мощностью $10,0/2,5$ кВт, выполняемой на базе АД серии РА типа РА-160-4; размеры магнитопровода и обмоточные данные приведены в табл.1; размеры пазов статора и ротора показаны на рис.1. Обмотки статора такого АД представлены в математической модели структурными матрицами [5]: $[C_4]$ (1) для $2p=4$ -полюсной ($q=5$) однослойной концентрической обмотки с несплошными и симметричными фазными зонами (показана для $z'_1=30$ пазов одной повторяющейся части обмотки при $N_{\pi^*}=1$ проводниках паза); $[C_{16}]$ (2) для $2p=16$ -полюсной ($q=1,25$) дробной двухслойной неравновитковой обмотки (показана для $z'_1=15$ пазов одной ее повторяющейся части при $2w_{k^*}=2$ витках паза), обмоточный коэффициент $K_{ob}=f(x)$ которой определяется по (3), а оптимальное значение показателя x неравновитковости катушек $x_{opt} \approx 0,4$ [7]. В матрицах (1), (2) строкам слева приписаны номера пазов, а столбцам сверху — обозначения фазных зон A, B, C для начальных сторон катушечных групп и X, Y, Z для их конечных сторон. Так как лифтовые АД характеризуются повышенными номинальными скольжениями [5,6] для каждой полюсности, то короткозамкнутая обмотка ротора выполняется с уменьшенным сечением пазов (см.рис.1,б) с заливкой их алюминиевым сплавом повышенного удельного сопротивления (марки АКМ12-4). При этом глубина проникновения электромагнитной волны в роторе по [4] составляет $h_{pr} \approx 22,5$ мм и превышает высоту паза ротора по рис.1,б, поэтому в исследуемом лифтовом АД вытеснение тока в пазах ротора практически отсутствует и в расчетах не учитывается.

На рис.2—5 показаны пусковые характеристики лифтового АД по разработанной [2,4] модели и по уравнениям Парка—Горева при включении в сеть быстроходной ($2p=4$) и тихоходной ($2p=16$) обмоток. Расчеты производились без учета приводных механизмов, момент сопротивления задавался равным $M_c=70$ Н·м при $U_{1n}=380$ В, $f_1=50$ Гц, а момент инерции ротора $J=0,13$ кг·м². По полученным кривым расхождения резуль-

	<i>A</i>	<i>Z</i>	<i>B</i>	<i>X</i>	<i>C</i>	<i>Y</i>
1	1					
2	1					
3		1				
4	1					
5		1				
6		1				
7	1					
8		1				
9	1					
10		1				
11	1					
12		1				
13			1			
14			1			
15				1		
16				1		
17					1	
18						1
19					1	
20					1	
21					1	
22					1	
23						1
24					1	
25					1	
26					1	
27					1	
28	1					
29						1
30	1					

	<i>A</i>	<i>Z</i>	<i>B</i>	<i>X</i>	<i>C</i>	<i>Y</i>
1	2					
2	$1-x$	$1+x$				
3		1	1			
4			$1+x$	$1-x$		
5					2	
6						2
7					$1-x$	$1+x$
8	1					1
9	$1+x$	$1-x$				
10		2				
11			2			
12			$1-x$	$1+x$		
13					1	1
14					$1+x$	$1-x$
15						2

$$K_{ob} = 0,90985 + x0,0416. \quad (3)$$

татов расчета переходного процесса по разработанной модели и по обобщенной модели Парка—Горева соответственно для обмоток ток быстроходной ($2p=4, q=5$), тихоходной ($2p=16, q=1,25$) составляют: по времени пуска — 17 и 47%; по установившейся частоте вращения — 1,4 и 9%; по значению ударного момента — 15 и 50%. Большое расхождение результатов для тихоход-

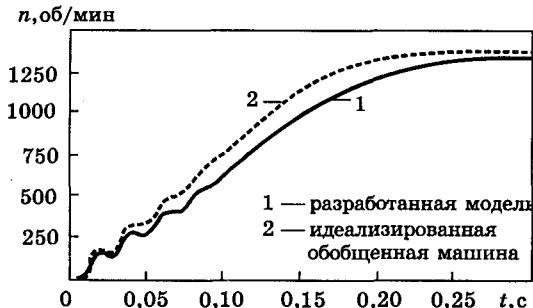


Рис.2.

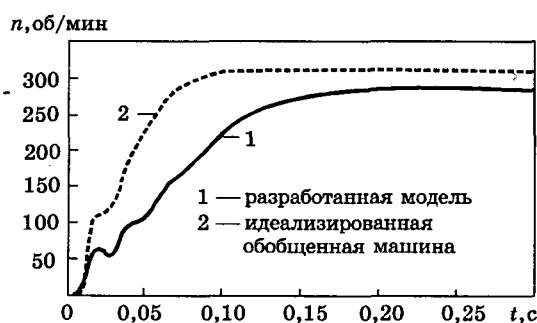


Рис.3.



Рис.4.

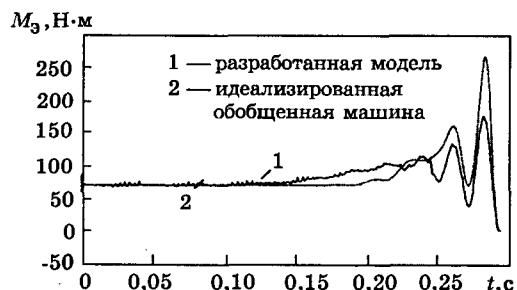


Рис.5.

ной дробной обмотки связано, по-видимому, с допущениями модели Парка—Горева о синусоидальности поля в зазоре, которое в случае малого дробного $q=1,25$ равновитковой обмотки приводит к значительной погрешности расчета.

Анализ переходных процессов лифтового АД при переключении питания с одной независимой обмотки статора ($2p=4$) на другую ($2p=16$) производился при допущении о том, что коммутация происходила мгновенно, т.е. предполагалось, что длительность коммутации по сравнению с продолжительностью переходного процесса очень

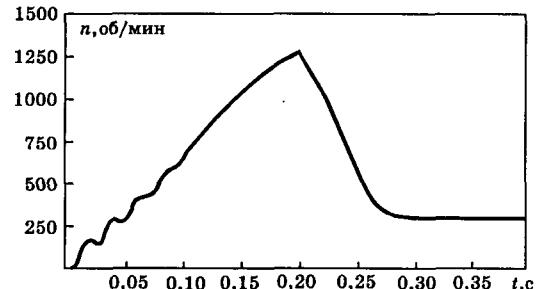


Рис.6.

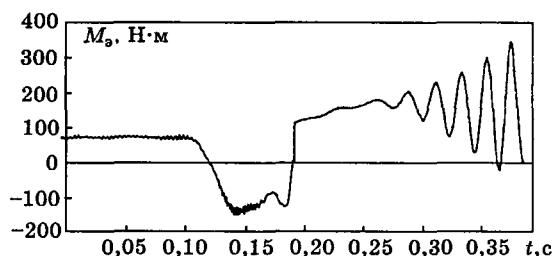


Рис.7.

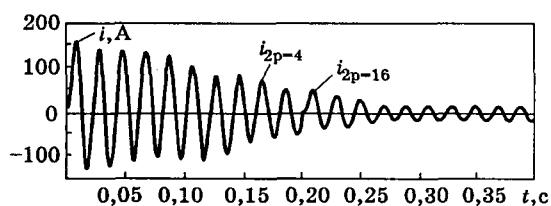


Рис.8.

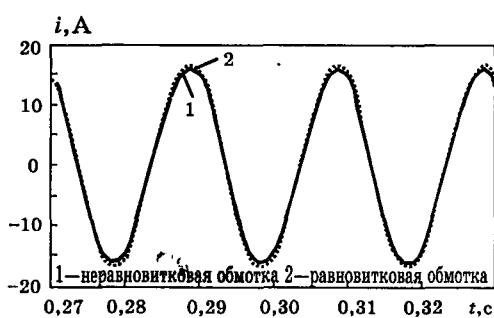


Рис.9.

мала. В этом случае из рассмотрения исключается электрическая дуга между контактами переключателя, а ток в быстроходной ($2p=4$) обмотке мгновенно становится равным нулю. Так как подключение тихоходной $2p=16$ -полюсной обмотки производится при нулевых токах и ненулевых потокосцеплениях, то токи в этой обмотке в момент коммутации могут изменяться скачком. Начальные потокосцепления тихоходной обмотки определялись по значениям потоков в ветвях схемы замещения магнитной цепи, которые имели место непосредственно перед коммутаци-

Таблица 2

Результаты расчета установившегося режима лифтового АД	Быстроходная обмотка (2р=4)	Тихоходная обмотка (2р=16)	
		неравновитковая ($x=0,4$)	равновитковая ($x=0$)
Частота вращения n , об/мин	1377	298	298
Скольжение s_n	0,082	0,205	0,205
$\cos \varphi_1$	0,915	0,585	0,565
Ток фазы $I_{\phi 1}$, А	20,3	11,3	11,7

ей.

На рис.6—8 приведены результаты расчета переходных процессов лифтового АД, возникающих при его пуске (без учета приводных механизмов) и переключении обмоток с $2p=4$ на $2p=16$ в заданный момент времени ($t=0,2$ с) когда двигатель еще не вышел на установившуюся частоту вращения при питании быстроходной обмотки. Из рис.7 видно, что броски электромагнитного момента $2p=4$ -полюсной обмотки при пуске превосходят максимальные значения момента генераторного режима тихоходной обмотки. На рис.8 для времени $0 < t < 0,2$ с приведена кривая изменения тока фазы A быстроходной обмотки, а для времени $0,2 < t < 0,4$ с — кривая тока фазы A тихоходной обмотки.

Все расчеты переходных процессов, возникающих при переключении питания с одной обмотки лифтового АД на другую, производились для тихоходной дробной ($q=1,25$) обмотки как неравновитковой (при $x=x_{opt}=0,4$), так и равновитковой (при $x=0$). Результаты выполненных расчетов показывают, что применение такой неравновитковой дробной ($q=1,25$) обмотки не ока-

зывает существенного влияния на характер переходного процесса. Данные расчета установившихся режимов при питании $2p=4$ - и $2p=16$ -полюсных обмоток показаны в табл.2, откуда видно, что применение неравновитковой [7] тихоходной обмотки при той же полезной мощности снижает потребляемый ток, повышает $\cos \varphi_1$ и, следовательно, увеличивает КПД лифтового АД для полюсности $2p=16$. На рис.9 показаны кривые изменения тока фазы A неравновитковой (1) и равновитковой (2) тихоходной обмоток в установленном режиме.

Список литературы

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов М.: Высшая школа, 1994.
2. Мартынов В.А. Анализ динамических режимов индуктивных электромеханических устройств//Электричество. 1995. № 3. С.46—51.
3. Мартынов В.А. Математическое моделирование переходных процессов электрических машин на основе численного метода расчета электромагнитного поля. Автореф. дис... доктора техн.наук. М.: МЭИ, 1997.
4. Попов В.И., Макаров Л.Н., Мартынов В.А. Электромагнитные процессы в асинхронных машинных с чередующимися пазами короткозамкнутого ротора//Электротехника. 1997. № 9. С.1—5.
5. Исследование схем трехфазных обмоток статора двухскоростных лифтовых АД/В.И.Попов, Л.Н.Макаров, Т.А.Ахунов, Ю.Н.Петров//Электротехника. 1994. № 4. С.15—19.
6. Вопросы проектирования трехфазных двухскоростных лифтовых и крановых АД/В.И.Попов, Т.А.Ахунов, Л.Н.Макаров, Ю.Н.Петров//Электричество. 1996. № 1. С.19—26.
7. Попов В.И., Макаров Л.Н., Ахунов Т.А. Усовершенствованные и новые схемы трехфазных обмоток для асинхронных машин новой серии RA//Электротехника. 1996. № 2. С.10—14.

О методах определения КПД асинхронного двигателя

ГАИНЦЕВ Ю.В., канд.техн.наук

В настоящее время в МЭК по предложению США обсуждается проект комитета «Методы определения потерь и КПД трехфазных короткозамкнутых асинхронных двигателей» [1]. Этот стандарт должен распространяться на асинхронные двигатели мощностью 1—100 кВт и включает два метода определения потерь и КПД: метод измерения входной и выходной мощности и метод отдельных потерь с условным принятием добавочных потерь по некоторой кривой. В том и другом методах не учитывается изменение механических потерь со скольжением (частотой вращения ротора). Для машин мощностью до 10 кВт рекомендуется учесть уменьшение потерь в стали, вызванное уменьшением магнитного потока при номинальной нагрузке, взяв потери при пониженном напряжении U_r . При соединении звезды

$$U_r = \sqrt{(U_n - I_n R_{ph} \cos \varphi)^2 + (I_n R_{ph} \sin \varphi)^2}, \quad (1)$$

где U_r — номинальное напряжение двигателя фазное; I_n — номинальный ток фазный; R_{ph} — сопротивление одной фазы обмотки статора; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности при номинальной нагрузке; $\sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$.

При проведении измерений должны применяться приборы и трансформаторы класса 0,2, в том числе для измерения момента. Для измерения частоты сети и частоты вращения должны применяться приборы класса точности 0,1.

При опыте измеряются частота, напряжение, ток, мощность, сопротивление обмотки статора, скольжение и момент. Далее находится сумма всех потерь и путем вычитания из этой суммы

потерь в меди статора и ротора, потерь в стали и механических потерь находят добавочные потери. Путем линейного регрессионного анализа находят зависимость добавочных потерь $P_{\text{доб}}$ от квадрата момента M^2 :

$$P_{\text{доб}} = AM^2 + B,$$

где A и B — постоянные определяемые по известным формулам.

Далее находят коэффициент корреляции γ . Если $\gamma < 0,9$, то расчет следует повторить, исключив ошибочную точку. Если коэффициент корреляции снова окажется ниже 0,9, то испытание должно быть повторено после исключения ошибок в измерительных приборах или отсчетах. Добавочные потери определяются по формуле

$$P_{\text{доб}} = AM^2.$$

Во втором методе добавочные потери определяются по некоторой экспериментальной кривой (рис.1). Далее проводится корреляция потерь в меди статора и ротора на расчетную температуру, равную превышению температуры в номинальном режиме плюс 25°C.

Следует отметить, что требования к точности измерений в новом предложении США ужесточены по сравнению со стандартом США IEEE Std 112—1991 [2] на методы испытаний асинхронных двигателей и генераторов. Стандарт 1991 г. также предусматривал определение КПД асинхронных двигателей мощностью 0,75—160 кВт методом измерения входной и выходной мощностей, однако никакие поправки на потери в стали не вводились и требования к точности измерительных приборов были ниже. Повышение точности связано с тем, что в 1992 г. Конгресс США принял акт энергетической политики С-Стандарт на энергетический КПД приборов и оборудования [3]. Этот стандарт введен в действие с 24 октября 1997 г. [4], по нему все выпускаемые в США стандартные асинхронные двигатели мощностью от 0,75 до 160 кВт должны иметь высокий КПД, указанный в стандарте. Новые двигатели США с высоким КПД дороже, и поэтому потребовался более точный метод, что-

бы убедить покупателя, что он покупает хороший товар.

Относительно точности предлагаемых США методов можно сказать следующее. Метод измерения входной и выходной мощностей является точным методом при наличии соответствующего оборудования. Некоторые сомнения вызывает поправка на потери в стали, предлагаемая в этом стандарте: предполагается, что потери в стали при нагрузке определяются полным потоком статора, созданным напряжением сети с учетом падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора и что потери в стали неизменны во всем диапазоне нагрузок от 0,25 до 1,5 номинальной. Фактически потери в стали статора определяются потоком взаимоиндукции в воздушном зазоре. Потоки рассеяния статора определяют добавочные потери основной частоты, которые зависят от тока статора и относительно малы при ХХ по сравнению с номинальной нагрузкой.

В отечественных методиках для определения потерь в стали при номинальной нагрузке используется ЭДС статора при номинальной нагрузке E_n , определяемая не только с учетом падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора, но и с учетом падения напряжения, обусловленного потоками рассеяния статора (2) (5):

$$E_n = \sqrt{(U_n \cos \varphi - I_n R_\Phi)^2 + (U_n \sin \varphi - I_n x_{1n})^2}, \quad (2)$$

где x_{1n} — индуктивное сопротивление обмотки статора, приближенно определяемое из опыта КЗ при номинальном токе по соотношению $x_{1n} = 0,5x_{k,n}$.

ЭДС при ХХ может определяться по аналогичной формуле (3)

$$E_0 = \sqrt{(U_n \cos \varphi_0 - I_0 R_{\Phi 0})^2 + (U_n \sin \varphi_0 - I_0 x_{10})^2}, \quad (3)$$

где $\cos \varphi$ — коэффициент мощности при холостом ходе при номинальном напряжении;

$\sin \varphi_0 = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_0}$; I_0 — ток ХХ; $R_{\Phi 0}$ — сопротивление обмотки статора, измеренное при опыте ХХ; $x_{10} = 0,5x_{k0}$ половина сопротивления x_{k0} , определенного из опыта КЗ при $I = I_0$.

Таким образом, для учета уменьшения потерь в стали следует найти E_n по (2) и затем по характеристике ХХ, перестроенной в виде $P_{\text{ст}} = f(E_0^2)$, определить потери в стали при $E_0^2 = E_n^2$.

Следует отметить, что по этой методике поправка на потери в стали может быть найдена для любой нагрузки и она увеличивается с ростом нагрузки.

Для более детального изучения изменения потерь в стали с нагрузкой был исследован опытный образец четырехполюсного двигателя АО2 52-4 380 В, 10 кВт со специальной измерительной обмоткой, намотанной параллельно основной обмотке из тонкого провода с теми же

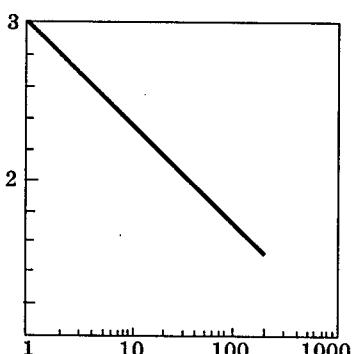


Рис.1. Назначенные добавочные потери

обмоточными данными. Измерения мощности проводились одновременно четырьмя ваттметрами,ключенными по схеме двух ваттметров: два ваттметра были включены как обычно, а два ваттметра были включены в токовую цепь рабочей обмотки, цепи напряжения — на измерительную обмотку. Первые два ваттметра измеряли потребляемую мощность, а вторые — несколько меньшую мощность. Оказалось, что разница показаний ваттметров равна потерям в обмотке статора. На ХХ вторые два ваттметра измеряли сумму потерь в стали и механических. Таким образом, потери в меди статора покрываются непосредственно из сети. Потери в стали статора при нагрузке будут меньше, чем при ХХ, поскольку напряжение, создающее полный магнитный поток, уменьшается на величину падения напряжения в активном сопротивлении обмотки статора. Кроме того, следует учитывать, что потери в стали статора создаются основным потоком статора без учета потоков рассеяния. Потоки рассеяния создают потери в лобовых частях и краевых пакетах статора и щитах, в пазовых частях (вытеснение тока), вследствие искажения потока при номинальной нагрузке, а также наличия скоса пазов. Эти потери зависят от тока статора и малы при ХХ. Они входят в добавочные потери при нагрузке.

Результаты расчетов потерь в стали по формулам (1) и (2), (3) на старом двигателе АО2 52-4 380 В, 10 кВт и более новом двигателе АИР 132М4 380 В, 11 кВт приведены в табл.1.

Таблица 1

Изменение потерь в стали асинхронного двигателя при переходе от ХХ к номинальной нагрузке

Двигатель	Формула	ХХ			Номинальная нагрузка			
		P_{ct0} , Вт	U_h , В	E_0 , В	P_{ctn} , Вт	U_h , В	E_h , В	ΔP_{ct} , Вт
АО2 52-4	(1)	330	220	—	305	212,5	—	25
	(2), (3)	330	—	211,5	251	—	187	79
АИР 132М4	(1)	253	220	—	233	212	—	20
	(2), (3)	253	—	212	228	—	202	25

На двигателе АО2 52-4 с помощью измерительных катушек, наклеенных на пакет статора в воздушном зазоре, и анализатора гармоник была определена основная индукция в воздушном зазоре. Она оказалась равной 0,7 Тл на ХХ и 0,665 Тл — при номинальной нагрузке. Отношение индукций 0,95 с учетом сделанных допущений и неточности измерений индукции близко к отношению рассчитанных ЭДС 0,887.

Изменение механических потерь при переходе от ХХ к номинальной нагрузке указанных двигателей дано в табл.2. При этом принято, что механические потери пропорциональны квадрату частоты вращения.

Таблица 2

Изменение механических потерь при переходе от ХХ к номинальной нагрузке

Двигатель	P_{meh0} , Вт	$s, \%$	$P_{meh,n}$, Вт	ΔP_{meh} , Вт
АО2 52-4	85	3,1	80	5
АИР 132М4	110	2,94	103	7

По указанным формулам (2), (3) и зависимости механических потерь от частоты вращения были определены уменьшение потерь в стали и механических потерь при переходе от ХХ к номинальной нагрузке для двигателей серии 4А (рис.2) [6]. Для двигателей серии АИР уменьшение потерь в стали несколько ниже, а уменьшение механических потерь то же самое.

Представляет интерес определить до какой мощности следует вводить поправки на потери в стали и механические для двигателей с высоким КПД. В табл.3 представлены данные четырехполюсных двигателей АИР 132М4 и нового двигателя США мощностью 11 кВт [3]. Добавочные потери для того и другого двигателей определены по рис.1 — 2,3% P_1 . Для отечественного двигателя остальные потери взяты по данным испытаний, для двигателя США сумма остающихся четырех составляющих разделена в том же отношении, что и для двигателя АИР 132М4.

Таблица 3

Данные отечественного и американского двигателя с высоким КПД 11 кВт, $2p = 4$

Двигатель	P_{m1} , Вт	P_{ct1} , Вт	P_{zm1} , Вт	$s, \%$	P_{m2} , Вт	P_{meh} , Вт	P_{dob} , Вт	ΣP , Вт	КПД, %
АИР 132М4	574	253	11731	2,94	345	110	276	1558	87,6
США [3]	302	133	11515	1,57	181	58	276	950	92

Поправки на потери в стали уменьшаются в отношении потерь и составят по нашим данным 13,1 Вт или 0,11% P_1 . Поправка на механические потери составит 2 Вт или 0,117% P_1 . При расчете по американской методике первая поправка будет 0,105% P_1 , вторая — 0,017% P_1 . Суммарная поправка составит по нашей методике 0,127% P_1 , по американской методике — 0,122% P_1 .

Таким образом, можно согласиться с американской методикой определения КПД и в качестве границы введения поправки на потери в стали следует принять мощность 10 кВт.

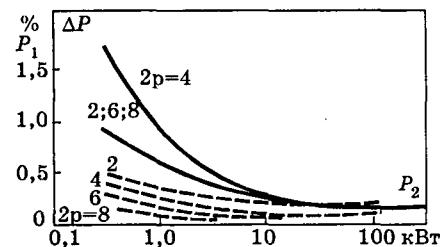


Рис.2. Изменение потерь в стали асинхронных двигателей при переходе от ХХ к номинальной нагрузке (—) и механических потерь (---)

Что касается второго метода определения КПД с учетом добавочных потерь по некоторой кривой, то он, по нашему мнению, неприемлем по следующим причинам:

1. Даже на однотипных машинах одинаковых конструкции и технологии, сделанных на одном заводе, имеется существенный разброс добавочных потерь. Этот разброс обусловлен разбросом свойств электротехнической стали, различием воздушного зазора, различной неравномерностью воздушного зазора, отличием режимов механической обработки поверхности ротора (острый резец в начале, тупой резец перед заменой, применение самовращающихся резцов, отказ от обработки поверхности ротора), различием переходного сопротивления пакет-клетка и др. Так, на 30 двигателях АО2 62-4 380 В, 17 кВт был получен разброс в пределах 1,3—2,3% P_1 [6]. Конечно, ужесточением входного контроля материалов и технологических требований можно снизить этот разброс, но он неизбежен.

2. По данным наших испытаний добавочные потери существенно зависят не только от значения мощности, но и от частоты вращения, т.е. при одной мощности варьируются с частотой вращения.

3. В разных странах применяются различные конструкции с различными конструктивными особенностями, существенно влияющими на добавочные потери: число пазов статора, число пазов ротора, форма пазов и клетки ротора, режим механической обработки поверхности ротора (неподвижный резец, самовращающийся резец, отсутствие обработки) и др.

Сравним предлагаемые США методы определения КПД с методами, применяемыми в Европе и России [7—11]. МЭК 60084-2 предусматривает три метода определения КПД одной машины: метод измерения входной и выходной мощностей, метод калиброванной машины и метод условных потерь. Отечественный стандарт дополнительно рассматривает метод отдельных потерь с учетом действительных добавочных потерь.

Первые два метода предусмотрены в одних странах на машинах с КПД менее 75%, в других — с КПД менее 90%, в России — менее 85%. Согласно МЭК во всех методах потери в меди статора должны рассчитываться на сопротивление обмотки статора, приведенное к расчетной температуре в зависимости от класса изоляции обмотки статора (табл.4).

Таблица 4

Расчетная температура обмотки статора в зависимости от термического класса изоляционной системы

Термический класс изоляционной системы	Расчетная температура, °C
A, E	75
B	95
F	115
H	130

Если номинальное превышение температуры или номинальная температура специфицированы на более низкий термический класс, чем использовано в конструкции, расчетная температура должна быть взята для более низкого термического класса.

В настоящее время в мировой практике электромашиностроения широко применяется создание температурных запасов, например, использование изоляции класса F при нагреве по классу B. Таким образом, рассчитанные потери в меди статора таких машин будут близки к действительным. Никаких поправок на потери в меди статора или ротора по МЭК не производится.

Рассмотрим какие потери определяются этими методами и насколько они соответствуют действительным потерям. Действительные потери обозначены индексом д (табл.5).

Таблица 5

Соотношения действительных и условных потерь в асинхронных двигателях мощностью 1—100 кВт

Метод	$\frac{P_{\text{м1д}}}{P_{\text{м1}}}$	$\frac{P_{\text{ст.д}}}{P_{\text{ст}}}$	$\frac{P_{\text{м2д}}}{P_{\text{м2}}}$	$\frac{P_{\text{мех}}}{P_{\text{мех}}}$	$\frac{P_{\text{доб.д}}}{P_{\text{доб}}}$	$\frac{\Sigma P_d}{\Sigma P}$
1	~1	<1	~1	<1	>1	1
2	~1	<1	~1	<1	>1	1
3	~1	<1	~1	<1	>1	>1
4	1	<1	~1	<1	1	1*

* Согласно рис.2 на машинах мощностью более 11 кВт ошибка в КПД за счет неточного учета потерь в стали и механических не превышает 0,2% P_1 .

Следует отметить, что для выполнения испытаний по американскому стандарту по методу измерения входной и выходной мощностей требуются высокоточные приборы, которыми лаборатории России не располагают.

В табл.6 приведены данные о КПД четырехполюсных закрытых обдуваемых двигателей США по новому стандарту [3]. Там же для сравнения приведены данные энергосберегающих двигателей фирмы ФЭМ (ФРГ), а также данные двигателей, которые производит ВЭМЗ [12,13]. Для корректного сравнения в табл.1 приведен условный КПД американских двигателей, увеличенный по сравнению с действительным на ($P_{\text{доб}} - 0,5\%$) P_1 , где $P_{\text{доб}}$ взяты из рис.1. Там же дан фактический и условный КПД американских двигателей с двойным допуском на КПД по Публикации МЭК 60017-1 1996 г. [14].

Как следует из табл.6, КПД новых двигателей США мощностью 11—90 кВт выше в среднем на 2,3% КПД энергосберегающих двигателей фирмы ФЭМ и на 3,9% выше КПД двигателей, изготавливаемых ВЭМЗ. Даже с двойным допуском КПД двигателей США выше КПД двигателей фирмы ФЭМ в среднем на 0,3% и выше КПД двигателей ВЭМЗ в среднем на 1,8%.

Таблица 6

Сравнение КПД четырехполюсных закрытых обдуваемых двигателей США, ФРГ и России

P_2 , кВт	США			ФРГ	Россия
	η_{ϕ}	η_{usl}	$\eta_{\phi-2\Delta}$	η_{usl}	η_{usl}
0,75	82,5	—	—	—	82
1,1	84	—	—	—	83
1,5	84	—	—	—	84
2,2	87,5	—	—	—	86
3,0	—	—	—	—	86
4,0	88,5	—	—	—	86
5,5	90,5	—	—	—	88
7,5	90,5	—	—	—	88,5
11	92	93,8	89,6	91,4	91
15	92	93,7	89,6	91,4	91
18,5	93,4	95	91,4	93	92
22	93,4	95	91,4	93	92,2
30	94	95,5	92,2	93,7	92,5
37	94	95,5	92,2	93,7	93,5
45	94,6	96,5	93	94,6	93,5
55	95,1	96,4	93,7	94,9	94,5
75	95,5	96,7	93,8	94,7	95,1
90	95,5	96,7	93,8	94,7	95,5
					94,0

Выводы

1. Предлагаемый США метод определения КПД путем измерения входной и выходной мощностей может быть рекомендован для двигателей с высоким КПД, равным или меньшим на двойной допуск по МЭК 60034-1 КПД двигателей США.

2. Предлагаемый США метод определения КПД с помощью графика зависимости добавочных потерь от мощности не может быть реко-

мендован для определения КПД из-за существенной зависимости добавочных потерь от различных конструктивных и технологических факторов.

Список литературы

1. IEC 61972. Method for determining losses and efficiency of three-phase Cage induction motors 2G(102). CDV 1998-10-23.
2. IEEE Std 112—1991. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators.
3. Energy Policy Act (EPAct) of 1992.
4. EPAct affects electric motor industry Heat/Pip/Air Cond 1997—69. № 10.
5. Машины электрические врачающиеся от 40 до 355 габарита включительно. Двигатели асинхронные. Методика электромагнитного расчета. М.: ВНИИЭМ, 1985.
6. Ганицев Ю.В. Добавочные потери в асинхронных двигателях. М.: Энергоиздат, 1981.
7. Publication 34-2 Third edition 1972. Rotating electrical machines. Part 2; Methods for determining losses and efficiency of rotating electrical machinery from tests (excluding machines for traction vehicles).
8. International standard IEC 34-2. Amendment 1. 1995—04.
9. International standard IEC 34-2 Amendment 2. 1996—11.
10. ГОСТ 25941-83. Машины электрические врачающиеся. Методы определения потерь и коэффициента полезного действия.
11. ГОСТ 7217-87. Машины электрические врачающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний.
12. Three-phase asynchronous motors. Energy-efficient motors VEM motors GmbH 18.
13. Каталог ВЭМЗ. Электродвигатели ОАО Владимирский Электромоторный завод.
14. International Standard IEC 34-1. Thent edition 1996-11 Rotating electrical machines. Part 1. Rating and performance.

Анализ схем включений трехфазного асинхронного двигателя при питании от однофазной сети

МОЩИНСКИЙ Ю.А., ПЕТРОВ А.П.

Предложена методика определения оптимальных параметров фазосдвигающих элементов трехфазного асинхронного короткозамкнутого двигателя, включенного в однофазную сеть по различным схемам, с помощью которой произведен анализ наиболее распространенных схем включения. Представлены результаты расчета оптимальных емкостей и индуктивности, а также соответствующие им номинальные и пусковые характеристики асинхронного двигателя 4АА56А4У3 мощностью 120 Вт, для схем включения с одним, двумя и четырьмя фазосдвигающими элементами.

Трехфазные асинхронные двигатели широко используются в электроприводах малой мощности. Области их применения при питании от однофазной сети: фрезерно-отрезные станки, камнерезные дисковые пилы, токарные станки, лен-

точные пилы, приспособления для правки, сверлильные станки, шлифовальные станки, компрессоры, насосы, электромеханические элементы систем автоматического управления, лифты и крановые механизмы небольшой мощности.

Известно, что наилучшими характеристиками при таком включении обладает двигатель, у которого в качестве фазосдвигающего элемента (ФЗЭ) применен конденсатор. Существует много способов включения асинхронных двигателей в однофазную сеть: с применением одного, двух и более конденсаторов [1]. Однако на практике используется небольшое количество схем с минимальным числом ФЗЭ, что связано со стремлением минимизировать материальные и эксплуатационные затраты [2]. В данной статье рассматриваются схемы асинхронных конденсаторных двигателей (АКД) без переключений, т.е. схемы с рабочими ФЗЭ. Отсутствие электронных коммутирующих устройств и пусковых ФЗЭ удешевляет привод и повышает его надежность, что справедливо для тех электроприводов, где требования к начальному пусковому моменту невысоки.

В статье предложена методика определения оптимальных параметров ФЗЭ: емкостей конденсаторов и индуктивностей, при которых достигается минимальная эллиптичность магнитного поля, а следовательно, наилучшие эксплуатационные характеристики АКД. Определение токов и вращающего момента производится методом симметричных составляющих, так как АКД относятся к несимметричным двигателям из-за несимметрии токов в фазах статора.

При включении трехфазного асинхронного двигателя в однофазную сеть с одной емкостью по схемам (рис.1, а–г), при которых принципиально возможен уравновешенный режим работы (при круговом поле), параметры ФЗЭ определяются обычно из условия равенства нулю обратного поля. Однако применение такого аналитического подхода для схем (рис. 1, д–ж), весьма усложнено из-за сложных алгебраических выражений по методу симметричных составляющих для токов прямой и обратной последовательностей [1,3]. Кроме того, немаловажным обстоятельством является то, что при круговом поле характеристики двигателя могут быть неудовлетворительными: низкие значения мощности, КПД, вращающего момента и др. Например, как показали исследования АКД 4АА56А4У3, включенного по схеме (рис.1, а), уравновешенный режим наступает при скольжении $s=0,06$, емкости конденсатора $C=2,9 \text{ мкФ}$ и коэффициенте мощности, характеризующем фазу, $\cos \varphi = 0,5$, однако при этом мощность двигателя равна лишь 79 Вт при 120 Вт базового двигателя в трехфазном режиме. Аналогичные закономерности проявляются и при других схемах включения.

Принимая во внимание сказанное, определение параметров ФЗЭ необходимо проводить в более широком диапазоне скольжения, а не в одной точке уравновешенного режима, используя, при этом в качестве критерия определение минимума обратного поля для каждого рассмат-

риваемого скольжения, а для схем с несколькими ФЗЭ нахождение такого соотношения между ними, при котором наряду с минимумом обратного поля отсутствует ток нулевой последовательности.

Рассмотрим методику определения оптимальной емкости конденсатора для схемы (рис.1, а), в дальнейшем для удобства изложения обозначаемой схемой А.

Для определения токов прямой, обратной и нулевой составляющих запишем уравнения по первому и второму законам Кирхгофа, с учетом указанных на схеме А направлений токов и напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_c - \dot{U}_a &= \dot{U}; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_c + \dot{U}_k = 0; \\ \dot{U}_k &= \dot{I}_k Z_k; \quad \dot{I} = -\dot{I}_a; \quad \dot{I}_k = \dot{I}_b, \end{aligned} \quad (1)$$

где $Z_k = -jX_c$ — емкостное сопротивление конденсатора.

Системы токов и напряжений для симметричных составляющих имеют вид [1]:

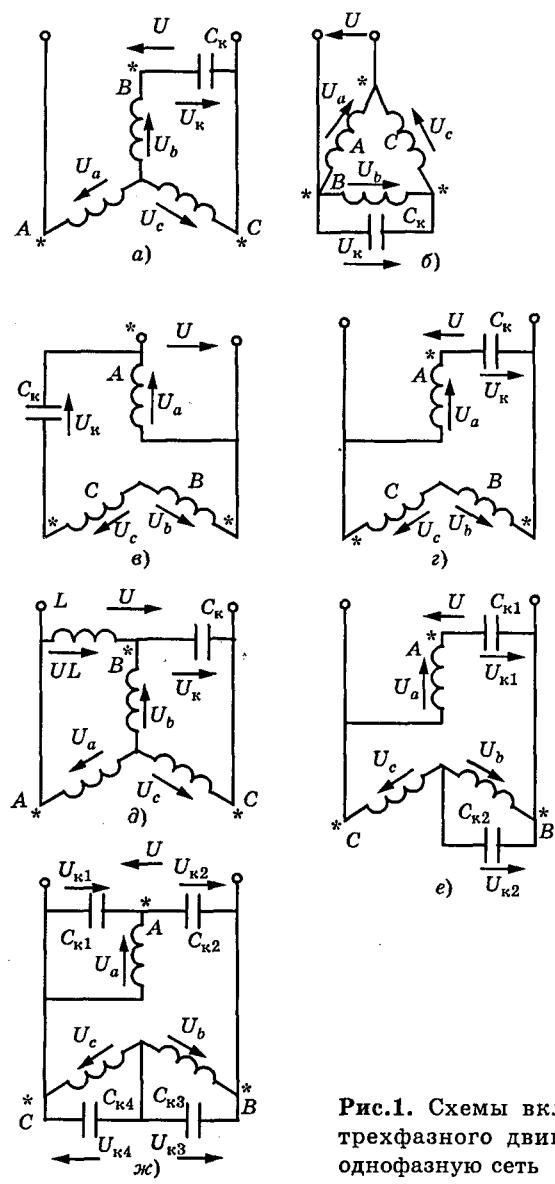


Рис.1. Схемы включения трехфазного двигателя в однофазную сеть

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{I}_0 + \dot{I}_1 + \dot{I}_2; \\ \dot{I}_b &= \dot{I}_0 + a^2 \dot{I}_1 + a \dot{I}_2; \\ \dot{I}_c &= \dot{I}_0 + a \dot{I}_1 + a^2 \dot{I}_2; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}_0 + \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \\ \dot{U}_b &= \dot{U}_0 + a^2 \dot{U}_1 + a \dot{U}_2; \\ \dot{U}_c &= \dot{U}_0 + a \dot{U}_1 + a^2 \dot{U}_2; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\dot{U}_0 = Z_0 \dot{I}_0; \quad \dot{U}_1 = Z_1 \dot{I}_1; \quad \dot{U}_2 = Z_2 \dot{I}_2. \quad (4)$$

Здесь Z_1, Z_2, Z_0 — полные сопротивления прямой, обратной и нулевой последовательностей

соответственно; $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ — оператор поворота.

Сопротивления Z_1, Z_2 определяются по известным схемам замещения для прямой и обратной последовательностей [4], а сопротивление Z_0 для схем (рис.1, б, в, г), обозначаемых в дальнейшем как схемы B, B, Γ , рассчитываются по [2].

Так как в схеме A отсутствует ток нулевой последовательности [5], то после подстановок (2)–(4) в (1) и решения полученной системы относительно токов прямой \dot{I}_1 и обратной \dot{I}_2 составляющих получим:

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{6} \dot{U} \frac{(j\sqrt{3}Z_k + 6Z_2 + 3Z_k)}{(Z_k Z_1 + Z_k Z_2 + 3Z_1 Z_2)},$$

$$\dot{I}_2 = -\frac{1}{6} \dot{U} \frac{(j\sqrt{3}Z_k + 6Z_1 + 3Z_k)}{(Z_k Z_1 + Z_k Z_2 + 3Z_1 Z_2)}.$$

Для определения емкости конденсатора при минимуме обратного поля воспользуемся коэффициентом эллиптичности по току, определяемым, как отношение модулей токов обратной и прямой последовательностей [6]:

$$\varepsilon = \left| \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right| = \left| \frac{(j\sqrt{3}Z_k - 6Z_1 - 3Z_k)}{(j\sqrt{3}Z_k + 6Z_2 + 3Z_k)} \right|.$$

Минимум функции ε от $|Z_k| = X_C$ находится

$$\text{из выражения } \frac{d|\varepsilon|}{dX_C} = 0.$$

Модуль функции ε

$$|\varepsilon| = \sqrt{\frac{A_1^2 + (B_1 - X_C)^2}{C_1^2 + (D_1 - X_C)^2}}, \quad (5)$$

где коэффициенты определяются через активные и реактивные составляющие числителя и знаменателя:

$$A_1 = \operatorname{Re} \left(\frac{6Z_1}{3 - j\sqrt{3}} \right); \quad C_1 = \operatorname{Re} \left(\frac{6Z_2}{3 + j\sqrt{3}} \right);$$

$$B_1 = \operatorname{Im} \left(\frac{6Z_1}{3 - j\sqrt{3}} \right); \quad D_1 = \operatorname{Im} \left(\frac{6Z_2}{3 + j\sqrt{3}} \right).$$

Найдя производную от (5) и приравняв ее нулю, после преобразований получим квадратное уравнение относительно $X_{C\varepsilon}$:

$$A_2 X_{C\varepsilon}^2 + B_2 X_{C\varepsilon}^2 + C_2 = 0, \quad (6)$$

где

$$A_2 = (-B_1 + D_1), \quad B_2 = (-C_1^2 + B_1^2 + A_1^2 - D_1^2); \quad (7)$$

$$C_2 = (B_1 C_1^2 + B_1 D_1^2 - A_1^2 D_1 - B_1^2 D_1); \quad (8)$$

$X_{C\varepsilon}$ — емкостное сопротивление, при котором ε минимально.

В результате решения этого уравнения для ряда s получим зависимость реактивного сопротивления и соответствующей емкости C_ε от скольжения s :

$$X_{C\varepsilon} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4A_2 C_2}}{2A_2}; \quad C_\varepsilon = (2\pi f X_{C\varepsilon})^{-1}.$$

По приведенной методике были рассчитаны зависимости емкостей C_{ek} , где $k = A, B, \Gamma$ от скольжения s для трехфазного асинхронного двигателя 4AA56A4У3, $P_{2n} = 120$ Вт, включенного в однофазную сеть по соответствующим схемам (рис.2).

Приведем уравнения Кирхгофа для остальных схем.

Для схемы B :

$$\dot{U}_a = \dot{U}; \quad \dot{U}_b = \dot{U}_k; \quad \dot{U}_b + \dot{U}_c = \dot{U}_a; \quad \dot{I}_k = \dot{I}_c - \dot{I}_b; \quad \dot{I} = \dot{I}_a - \dot{I}_c.$$

Для схемы B :

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= \dot{U}; \quad \dot{U}_c - \dot{U}_b + \dot{U}_k = \dot{U}; \quad \dot{U}_k = \dot{I}_k Z_k; \\ \dot{I} &= \dot{I}_a + \dot{I}_c; \quad \dot{I}_k = \dot{I}_c; \quad \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0. \end{aligned}$$

Для схемы Γ :

$$\dot{U}_a + \dot{U}_k = \dot{U}; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_c = \dot{U}; \quad \dot{I}_k = \dot{I}_a; \quad \dot{I} = \dot{I}_a + \dot{I}_b; \quad \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0.$$

Для схемы D :

$$\begin{aligned} -\dot{U}_L - \dot{U}_k &= \dot{U}; \quad \dot{U}_a - \dot{U}_c = \dot{U}; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_c + \dot{U}_k = 0; \\ \dot{I} &= \dot{I}_a - \dot{I}_L; \quad \dot{I}_L - \dot{I}_k + \dot{I}_b = 0. \end{aligned}$$

Токи симметричных составляющих, найденные по этим уравнениям с учетом (2)–(4), даны в приложении.

Рассмотрим схему D , содержащую ФЗЭ. Отличительной особенностью этой схемы будет зависимость функции ε от двух переменных Z_L, Z_k .

Запишем коэффициент эллиптичности:

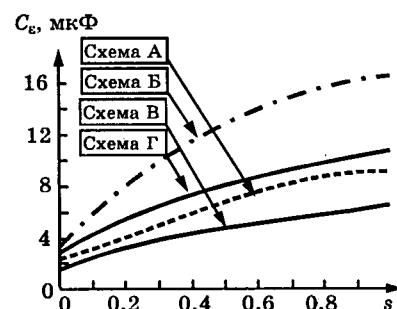


Рис.2. Зависимость емкости конденсаторов C_ε для схем A – G от скольжения s при минимуме обратного поля

$$\varepsilon = \frac{|\dot{I}_2|}{|\dot{I}_1|} = \frac{|(1-a^2)Z_1Z_k + (a-a^2)Z_1Z_L - a^2Z_kZ_L|}{|(a-1)Z_2Z_k + (a-a^2)Z_2Z_L + aZ_kZ_L|}; \quad (9)$$

его модуль по X_C

$$|\varepsilon_C| = \sqrt{\frac{A_C^2 + (B_C - X_C)^2}{C_C^2 + (D_C - X_C)^2}}, \quad (10)$$

а по X_L

$$|\varepsilon_L| = \sqrt{\frac{A_L^2 + (B_L + X_L)^2}{C_L^2 + (D_L + X_L)^2}}. \quad (11)$$

Значения X_C и X_L находятся из совместного решения уравнений

$$\frac{\partial |\varepsilon_C|}{\partial X_C} = 0; \quad \frac{\partial |\varepsilon_L|}{\partial X_L} = 0. \quad (12)$$

После подстановки (10), (11) в (12) и ряда преобразований получим систему из двух квадратных уравнений:

$$A_2 X_{C\varepsilon}^2 + B_2 X_{C\varepsilon} + C_2 = 0; \quad (13)$$

$$A_2 X_{L\varepsilon}^2 + B_2 X_{L\varepsilon} + C_2 = 0. \quad (14)$$

Так как формула (10) идентична (5), то и уравнение (13) аналогично (6), а коэффициенты в квадратном уравнении (13) соответствуют формулам (7) и (8), в которых все коэффициенты с индексом «1» заменяются одноименными с индексом «C» из формул (15) и (16). В уравнении (14)

$$A_2 = (-B_L + D_L); \quad B_2 = (C_L^2 - B_L^2 - A_L^2 + D_L^2);$$

$$C_2 = (B_L C_L^2 + B_L D_L^2 - A_L^2 D_L - B_L^2 D_L);$$

$$A_L = \operatorname{Re}\left(\frac{(1-a^2)Z_1Z_k}{(a-a^2)Z_1 - a^2Z_k}\right); \quad B_L = \operatorname{Im}\left(\frac{(1-a^2)Z_1Z_k}{(a-a^2)Z_1 - a^2Z_k}\right);$$

$$C_L = \operatorname{Re}\left(\frac{(a-1)Z_2Z_k}{(a-a^2)Z_2 + aZ_k}\right); \quad D_L = \operatorname{Im}\left(\frac{(a-1)Z_2Z_k}{(a-a^2)Z_2 + aZ_k}\right).$$

Коэффициенты уравнения (13)

$$A_C = \operatorname{Re}\left(\frac{(a-a^2)Z_1Z_L}{(1-a^2)Z_1 - a^2Z_L}\right); \quad B_C = \operatorname{Im}\left(\frac{(a-a^2)Z_1Z_L}{(1-a^2)Z_1 - a^2Z_L}\right);$$

$$C_C = \operatorname{Re}\left(\frac{(a-a^2)Z_2Z_L}{(a-1)Z_2 + aZ_L}\right); \quad D_C = \operatorname{Im}\left(\frac{(a-a^2)Z_2Z_L}{(a-1)Z_2 + aZ_L}\right).$$

Зависимости $X_{C\varepsilon}$ и $X_{L\varepsilon}$ от s показаны на рис.3. Из этих кривых следует, что в области рабочих скольжений сопротивление индуктивности значительно возрастает, так что ветвь, ее содержащая, оказывается практически разомкнутой, и схема Δ переходит в схему A . Таким образом, целесообразность применения данной схемы вызывает сомнения при рассмотрении только номинального режима.

Уравнения Кирхгофа для схемы E :

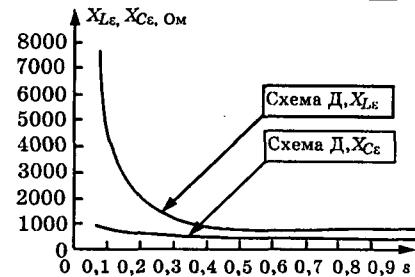


Рис.3. Зависимость емкостного сопротивления конденсатора $X_{C\varepsilon}$ и сопротивления индуктивности $X_{L\varepsilon}$ для схемы Δ от скольжения s при минимуме обратного поля

$$\dot{U}_a + \dot{U}_{k1} = \dot{U}; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_{k2} = 0; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_c = \dot{U}; \\ \dot{I} = \dot{I}_a - \dot{I}_c; \quad \dot{I}_{k1} = \dot{I}_a; \quad \dot{I}_b + \dot{I}_c + \dot{I}_{k2} = 0.$$

Система уравнений для токов симметричных составляющих имеет вид:

$$(Z_{k1} + Z_1)\dot{I}_1 + (Z_{k1} + Z_2)\dot{I}_2 + (Z_{k1} + Z_0)\dot{I}_0 = \dot{U}; \\ (a^2 - a)Z_1\dot{I}_1 + (a - a^2)Z_2\dot{I}_2 = \dot{U}; \\ [(a^2 + a)Z_{k2} + a^2Z_1]\dot{I}_1 + [(a^2 + a)Z_{k2} + aZ_2]\dot{I}_2 + \\ + [2Z_{k2} + Z_0]\dot{I}_0 = 0. \quad (15)$$

Уравнения для схемы JK :

$$\dot{U}_a + \dot{U}_{k2} = \dot{U}; \quad \dot{U}_b - \dot{U}_c = \dot{U}; \quad \dot{I}_{k1} + \dot{I}_a - \dot{I}_{k2} = 0; \\ \dot{I}_a - \dot{I}_{k3} - \dot{I}_{k4} - \dot{I}_c = \dot{I}; \quad \dot{I}_b + \dot{I}_c + \dot{I}_{k3} + \dot{I}_{k4} = 0;$$

$$\dot{I}_{k1} = \frac{\dot{U}_a}{Z_{k1}}; \quad \dot{I}_{k2} = \frac{\dot{U} - \dot{U}_a}{Z_{k2}}; \quad \dot{I}_{k3} = \frac{\dot{U}_b}{Z_{k3}}; \quad \dot{I}_{k4} = \frac{\dot{U}_c}{Z_{k4}}.$$

Уравнения для токов:

$$\Delta_1 \dot{I}_1 + \Delta_1 \dot{I}_2 + \Delta_0 \dot{I}_0 = 0; \\ (a^2 - a)Z_1\dot{I}_1 + (a - a^2)Z_2\dot{I}_2 = \dot{U}; \quad (16)$$

$$\left[\left(\frac{1}{Z_{k2}} + \frac{1}{Z_{k1}} \right) Z_1 + 1 \right] \dot{I}_1 + \left[\left(\frac{1}{Z_{k2}} + \frac{1}{Z_{k1}} \right) Z_2 + 1 \right] \dot{I}_2 + \\ + \left[\left(\frac{1}{Z_{k2}} + \frac{1}{Z_{k1}} \right) Z_0 + 1 \right] \dot{I}_0 = \frac{\dot{U}}{Z_{k2}},$$

где

$$\Delta_1 = \frac{aZ_{k4}Z_{k3} + aZ_1Z_{k3} + a^2Z_{k4}Z_{k3} + a^2Z_{k1}Z_{k4}}{\Delta_3};$$

$$\Delta_2 = \frac{aZ_{k4}Z_{k3} + aZ_2Z_{k4} + a^2Z_{k2}Z_{k3} + a^2Z_{k3}Z_{k4}}{\Delta_3};$$

$$\Delta_0 = \frac{aZ_{k4}Z_{k3} + Z_0Z_{k3} + Z_0Z_{k4}}{\Delta_3}; \quad \Delta_3 = Z_{k4}Z_{k3}.$$

При расчете рабочих и пусковых характеристик по схемам E и JK системы уравнений (15), (16) для нахождения токов симметричных составляющих ввиду громоздкости их аналитической записи решались численно.

Ток нулевой последовательности в схеме JK , как показано в [1], будет равен нулю при соот-

ношениях между емкостями: $C_1 = C_4$; $C_3 = 2C_2 + C_1$. Тогда функция ε будет зависеть не от четырех, а только от двух независимых переменных C_1 и C_2 .

При определении минимума функции ε выражения для токов схем E и J получаются достаточно сложными, поэтому поиск минимума ε осуществляется численными методами с помощью современных математических пакетов программ. Здесь была использована стандартная программа поиска минимума функции нескольких переменных, входящая в математический комплекс Matlab4.

По полученным зависимостям $C_{\varepsilon k}$, $X_{\varepsilon L}$ от s рассчитаны рабочие и пусковые характеристики, а также напряжения на конденсаторах и затем произведен выбор номинальных емкостей и индуктивности с учетом получения в номинальном и пусковом режимах необходимых эксплуатационных показателей двигателя.

Из графиков рис.2—4 следует, что наибольшие емкости соответствуют схемам B и E , а наименьшие — схемам A и B . На рис.5 приведены зависимости функций ε от скольжения. Анализ кривых показывает те значения скольжений, при

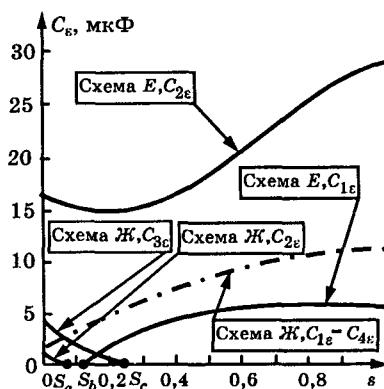


Рис.4. Зависимость емкости конденсаторов C_ε для схем E и J от скольжения s при минимуме обратного поля

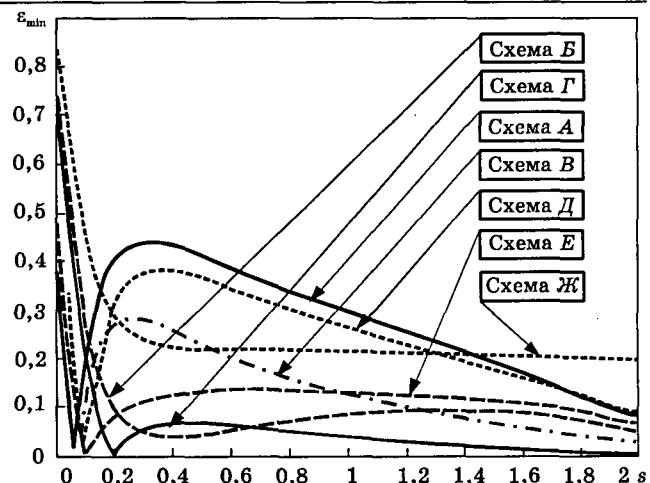


Рис.5. Зависимость минимума коэффициента эллиптичности ε_{\min} от скольжения s

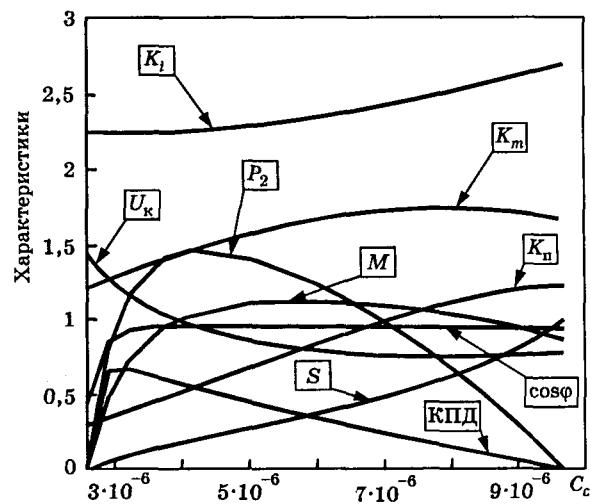


Рис.6. Рабочие и пусковые характеристики в зависимости от емкости конденсатора C_ε , при минимуме обратного поля (схема А)

Таблица 1

Данные двигателя при включении по схемам А-Г

Параметр	Схема А		Схема Б		Схема В		Схема Г	
	I	II	I	II	I	II	I	II
s	0,086	1	1	0,11	1	0,14	1	1
C_ε , мкФ	3,11	3,11	9,6	5,89	5,89	16,74	2,67	2,67
η	0,67	—	—	0,6	—	0,62	—	—
$\cos \varphi$	0,911	0,84	0,93	0,84	0,83	0,89	0,96	0,89
P_2 , Вт	99	—	—	92	—	—	90	0
I , А	0,43	0,96	1,15	1,75	10,96	2	0,77	1,07
M , Н·м	0,69	0,258	0,867	0,66	0,14	0,54	0,63	0,195
U_k , В	353	221,8	230	177	122	138	341	260
K_t	—	2,24	2,37	—	1,12	1,14	—	1,39
K_n	—	0,34	1,3	—	0,22	0,82	—	0,307
K_m	1,3	—	—	1,16	—	—	1	—

I — номинальный режим.

II — пусковой режим.

Таблица 2

Данные двигателя при включении по схемам Δ , E

Параметр	Схема Δ			Параметр	Схема E		
	I	II			I	II	
s	0,08	1	1	s	0,1	1	1
C_e , мкФ	3,36	3,36	11,062	C_{1e} , мкФ	0,1	0,1	5,75
$X_{L\epsilon}$, Ом	7541	7541	765,6	C_{2e} , мкФ	15,69	15,69	28,7
η	0,679	—	—	η	0,66	—	—
$\cos \varphi$	0,912	0,858	0,99	$\cos \varphi$	0,96	0,67	0,93
P_2 , Вт	101	0	0	P_2 , Вт	120	0	0
I , А	0,379	0,262	0,4	I , А	0,41	0,374	1,16
M , Н·м	0,699	0,311	1,5	M , Н·м	0,86	0,478	1,51
U_k , В	380	352	362	U_{k1} , В	334,9	304,4	643
K_t	—	2,516	3,05	K_t	86	78	129
K_n	—	0,44	2,145	K_n	—	0,55	1,75
K_m	1,42	—	—	K_m	1,27	—	—

I — номинальный режим.

II — пусковой режим.

которых имеет место круговое поле ($\epsilon=0$), а также дает сравнительную оценку степени эллиптичности магнитного поля при различных скольжениях.

На рис.6 приведены рабочие и пусковые характеристики для схемы A , в зависимости от емкости конденсатора, при котором существует минимум обратного поля.

Результаты расчетов для схем $A-G$ представлены в табл.1, для схем Δ , E — в табл.2 и для схемы J в табл.3, где обозначено: C_e , $X_{L\epsilon}$ — емкость конденсатора и сопротивление индуктивности, которые обеспечивают удовлетворительные пусковые и рабочие характеристики; P_2 — по-

лезная мощность; I — потребляемый из сети ток; M — вращающий момент; U_k — напряжение на конденсаторе; η — коэффициент полезного действия; $\cos \varphi$ — коэффициент мощности при этой емкости; K_t и K_m — кратности пускового и максимального моментов; K_n — кратность пускового тока. Анализируя полученные данные, можно полностью оценить свойства двигателя для каждой конкретной схемы включения. Так, схема A дает 82,5% использования мощности габарита трехфазного двигателя, схема B — 76,6%, схема B — 75%, схема G — 78,3%, схема D — 84,2%, схема

E — 100%, а схема J при $s = 0,1-74\%$, при $s = 0,15-97,5\%$. Схема B имеет более низкие показатели по сравнению с другими схемами, схема G — самую высокую перегрузочную способность, а схема B — самое низкое напряжение на конденсаторе.

Приложение

Выражения для токов симметричных составляющих по схемам B - Δ .

Для схемы B :

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{3Z_k + 6Z_2 - j2\sqrt{3}Z_2 - j\sqrt{3}Z_0}{\Delta};$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{6Z_1 + 3Z_k + j2\sqrt{3}Z_1 + j\sqrt{3}Z_0}{\Delta};$$

$$\dot{I}_0 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{3Z_k + 3Z_2 - j\sqrt{3}Z_2 + j\sqrt{3}Z_1 + 3Z_1}{\Delta};$$

$$\Delta = Z_2Z_0 + Z_kZ_0 + 4Z_1Z_2 + Z_kZ_1 + Z_1Z_0 + Z_kZ_2.$$

Для схемы Γ :

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{6Z_2 + j3\sqrt{3}Z_k + j2\sqrt{3}Z_2 + j\sqrt{3}Z_0}{\Delta};$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{6Z_1 - j3\sqrt{3}Z_k - j2\sqrt{3}Z_1 - j\sqrt{3}Z_0}{\Delta};$$

$$\dot{I}_0 = \frac{1}{3} \dot{U} \frac{3Z_2 + 3Z_1 + j\sqrt{3}Z_2 - j\sqrt{3}Z_1}{\Delta};$$

$$\Delta = Z_2Z_0 + 4Z_1Z_2 + 3Z_kZ_1 + Z_1Z_0 + 3Z_kZ_2.$$

Для схемы Δ :

$$\dot{I}_1 = \dot{U} \frac{(a-1)Z_2Z_C + (a-a^2)Z_2Z_L + aZ_CZ_L}{\Delta};$$

$$\dot{I}_2 = \dot{U} \frac{(1-a^2)Z_1Z_C + (a-a^2)Z_1Z_L - a^2Z_CZ_L}{\Delta};$$

$$\Delta = (a-a^2)[3Z_1Z_2(Z_C + Z_L) + Z_CZ_L(Z_1 + Z_2)].$$

Таблица 3

Данные двигателя при включении по схеме J

Параметр	I		II		I	II	
	I	II	I	II		I	II
s	0,1	1	0,15	1	1	1	1
C_{1e} , мкФ	1,544	1,544	0,725	0,725	-1,086		
C_{2e} , мкФ	1,102	1,102	1,995	1,995	6,223		
C_{3e} , мкФ	3,748	3,748	4,715	4,715	11,359		
C_{4e} , мкФ	1,544	1,544	0,725	0,725	-1,086		
η	0,61	—	0,59	—	—		
$\cos \varphi$	0,99	0,92	0,99	0,97	0,9		
P_2 , Вт	89	0	117	0	0		
I , А	0,304	0,98	0,411	1,04	1,017		
M , Н·м	0,63	0,162	0,87	0,294	1,06		
U_{k1} , В	166	27	172	50	166,85		
U_{k2} , В	427	394	427	407	467,8		
U_{k3} , В	210	197	213	203	233,9		
U_{k4} , В	204	183	203	178	177,19		
K_t	—	3,22	—	2,53	3,34		
K_n	—	0,25	—	0,33	2,48		
K_m	1,24	—	1,1	—	1,68		
					1,22		

I — номинальный режим.

II — пусковой режим.

Полученные для рассмотренных схем значения номинальных емкостей близки к рассчитанным по формулам [1—3]. Однако рассчитанные по предложенной методике емкости для этих схем дают несколько более высокие энергетические показатели.

Достоинством данной методики является определение не только параметров ФЗЭ и закона их изменения, но и характера этого элемента: индуктивного или емкостного в различных областях скольжений. Так, при анализе схемы Ж отмечен переход емкостных сопротивлений X_{C2} и X_{C3} в индуктивные при $s < s_a$ и $s > s_c$, соответственно, а в схеме Е емкостное сопротивление X_{C1} переходит в индуктивное при $s < s_b$ (рис.4).

В данной работе проведено сравнение схем включения АКД по основным показателям. Рассмотрев дополнительно другие факторы, такие как: интенсивность шумов, нагрев обмотки статора, моменты от высших гармоник в пусковом режиме, с помощью данной методики можно более обоснованно выбрать ФЗЭ и оценить анализируемую схему.

Выводы

1. Предложена методика расчета ФЗЭ по минимуму обратного поля, которая дает информацию о ФЗЭ во всем диапазоне скольжений, в том числе и о параметрах уравновешенного режима, а также позволяет установить и проследить изменение характера ФЗЭ, емкостного или индуктивного для различных скольжений.

2. На основе разработанной методике произведена оценка наиболее употребительных схем в номинальном и пусковом режимах. Наилучши-

ми характеристиками обладает схема Е (рис.1,е), как дающая полное использование мощности габарита трехфазного двигателя.

3. Данная методика позволяет производить численный анализ различным схем с любым количеством реактивных элементов по всем основным параметрам и осуществлять оценку их характеристик при минимуме обратного поля в номинальном и пусковом режимах.

Список литературы

1. Адаменко А.И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин. Киев: Наукова думка, 1969.
2. Торопцев Н.Д. Трехфазные асинхронные двигатели в однофазных сетях. М.: Энергоатомиздат, 1997.
3. Адаменко А.И., Кисленко В.И. Однофазные конденсаторные двигатели с трехфазными обмотками, соединенными в несимметричную звезду//Параметры электрических машин переменного тока. Киев: Наукова думка, 1968.
4. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. М.: Высшая школа, 1976.
5. Меркин Г.Б. Конденсаторные электродвигатели для промышленности и транспорта. М.—Л.: Энергия, 1966.
6. Мошинский Ю.А., Киселева М.М. К расчету емкости конденсатора однофазного асинхронного двигателя//Электричество. 1997. № 12.

Мошинский Юрий Анатольевич — доцент кафедры электромеханики МЭИ. Окончил в 1965 г. электромеханический факультет МЭИ. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование синхронного двигателя с постоянными магнитами с асинхронно-гистерезисным пуском».

Петров Алексей Петрович — стажер кафедры электромеханики МЭИ. Окончил в 1995 г. энергетический факультет Киргизского технического университета.

Переходные режимы асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением при симметричной нагрузке

АЛИЕВ И.И., канд. техн. наук, БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн. наук, ЧЕРНОВ Р.О., инж.

Для нетрадиционных источников электрической энергии — ветроэлектрических станций (ВЭС) и микрогидроэлектрических станций (МГЭС) важное значение имеет тип применяемого генератора. Опыт показывает, что многие зарубежные и отечественные изготовители ВЭС и МГЭС небольшой мощности используют асинхронные генераторы (АГ), которые наилучшим образом отвечают основным требованиям и условиям работы, предъявляемым к генераторам для ВЭС и МГЭС — управляемость, бесконтактность, простота конструкции, высокая эксплуатационная надежность и низкая рыночная стоимость.

Общеизвестным недостатком АГ с точки зрения надежности в эксплуатации является статистический характер процесса самовозбуждения, зависящий от ряда случайных факторов.

Этого недостатка лишен предложенный авторами асинхронный генератор с гарантированным самовозбуждением (АГГС) [1].

Конструктивно генератор представляет собой обычную асинхронную машину с короткозамкнутым ротором, в магнитопровод которого вмонтирован небольшой постоянный магнит прямоугольной формы из высококоэрцитивного сплава. Магнит может быть помещен в оболочку из медной или алюминиевой фольги, предохраняю-

щей его от размагничивания основным полем машины. Магнит или симметрично расположенные магниты, число которых соответствует числу полюсов машины, впрессовывается в зубец или зубцы ротора в непосредственной близости к рабочему воздушному зазору. Опыт показал, что магнит с высокой коэрцитивной силой не требует защитных оболочек и не размагничивается основным магнитным потоком. Для определенности отметим, что размеры магнита, использованного для опытного образца АГС на базе серийной асинхронной машины мощностью 2,2 кВт, составляют 12×3×4 мм. Распределение первичного магнитного поля по ярмам и зубцовым зонам статора и ротора, рассчитанного на ПК, представлено на рис.1.

Источником реактивной мощности являются конденсаторы, включенные в цепь обмотки статора. При вращении ротора в обмотке статора наводится ЭДС от поля магнитов в обмотках статора. ЭДС обуславливает появление реактивных токов, протекающих через конденсаторы АГ, что, намагничивая машину, влечет за собой дальнейшее увеличение ЭДС. Для такой машины становятся быть актуальными упомянутые проблемы самовозбуждения АГ, имеющие случайный характер. Например, самовозбуждение такого генератора не зависит от значения остаточного потока даже в шихтованном магнитопроводе [2].

Работоспособность конструкции была подтверждена на макетном образце, построенном на базе серийного асинхронного двигателя 4А100Л6У3.

Расчет переходных процессов самовозбуждения генератора в различных режимах работы осуществляется на математической модели, использующей методы теории цепей. Они представляют собой систему дифференциальных уравнений в системе ортогональных координат α , β , которая записана с учетом обычных в теории электрических машин допущений [3]:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= (\psi_{sa} - \psi_{ma})/L_{\delta s}; \quad i_{s\beta} = (\psi_{s\beta} - \psi_{m\beta})/L_{\delta s}; \\ i_{ra} &= (\psi_{ra} - \psi_{ma})/L_{\delta r}; \quad i_{r\beta} = (\psi_{r\beta} - \psi_{m\beta})/L_{\delta r}, \end{aligned} \quad (1)$$

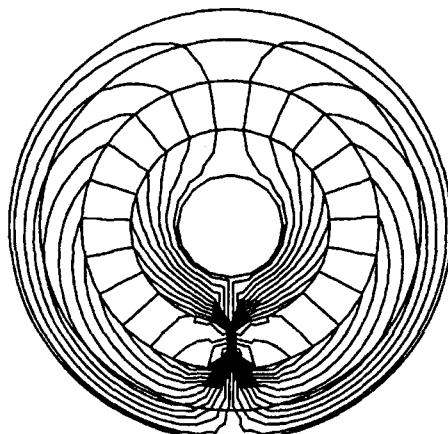


Рис.1.

где i_{sa} ; $i_{s\beta}$; i_{ra} ; $i_{r\beta}$ — токи в контурах статора и ротора по осям α , β ; ψ_{sa} ; $\psi_{s\beta}$; ψ_{ra} ; $\psi_{r\beta}$ — потокосцепления статора и ротора по осям α , β ; $L_{\delta s}$; $L_{\delta r}$ — индуктивность рассеивания статора, ротора; L_m — индуктивность намагничивания; ψ_m — потокосцепление намагничивания; ψ_{ma} , ψ_{mb} — потокосцепление рассеивания.

В этом случае необходимо аппроксимировать кривую $L_m = f(\psi_m)$. Однако в большинстве случаев приводится кривая аппроксимации $L_M = f(i_\mu)$, где i_μ — ток намагничивания. Тогда запишем токи статора и ротора через потокосцепления в общем виде:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \frac{L_r \psi_{sa} - M \psi_{ra}}{L_s L_r - M^2}; \quad i_{s\beta} = \frac{L_r \psi_{s\beta} - M \psi_{r\beta}}{L_s L_r - M^2}; \\ i_{ra} &= \frac{L_s \psi_{ra} - M \psi_{sa}}{L_s L_r - M^2}; \quad i_{r\beta} = \frac{L_s \psi_{r\beta} - M \psi_{s\beta}}{L_s L_r - M^2}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$L_r = L_{\delta r} + M; \quad L_s = L_{\delta s} + M,$$

где L_r , L_s — полные индуктивности контуров ротора и статора; M — взаимная индуктивность.

Уравнения для полных потокосцеплений:

$$\begin{aligned} p \Psi_{sa} &= -u_{sa} - R_s i_{sa}; \quad p \Psi_{s\beta} = -u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}; \\ p \Psi_{ra} &= -\omega_r \Psi_{r\beta} + R_r i_{ra}; \quad p \Psi_{r\beta} = \omega_r \Psi_{ra} + R_r i_{r\beta}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $p = d/dt$.

Намагничающий ток i_m

$$i_m = \sqrt{i_{ma}^2 - i_{mb}^2}, \quad (4)$$

$$\text{где } i_{ma} = i_{sa} + i_{ra}; \quad i_{mb} = i_{s\beta} + i_{r\beta}.$$

Используя зависимость $M = f(i_m)$, определяем для каждого i_m соответствующее M :

$$M = M_{\text{баз}} \left(0,096 + \frac{0,95}{\sqrt{0,1 + I_m/I_{\text{баз}}}} \right). \quad (5)$$

Здесь $M_{\text{баз}}$ — взаимная индуктивность приnominalном токе намагничивания $I_{\text{баз}}$, определяется из расчета мощности цепи или по данным каталога (паспортным данным генератора);

$$I_{\text{баз}} = I_n \left(\sin \gamma_{\text{ном}} - \frac{\cos \gamma_{\text{ном}}}{m_n + \sqrt{m_n^2 - 1}} \right).$$

Если используется асинхронный двигатель в качестве генератора, то

$$I_n = \frac{P_{2n}}{3U_{\Phi} \cos \varphi_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}};$$

$m_n = \frac{M_{\max}}{M_n}$ — перегрузочная способность двигателя; $m_n = p_{2n}/(2\pi f_1/p_0(1-s_{\text{ном}}))$ — номинальный момент; p_0 — число пар полюсов.

Уравнение движения:

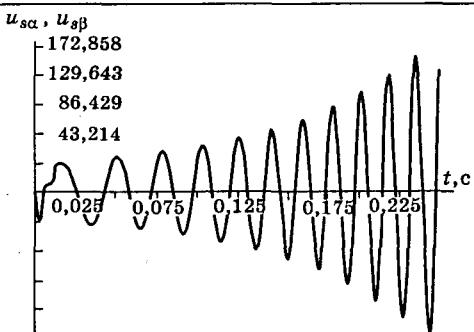


Рис.2.

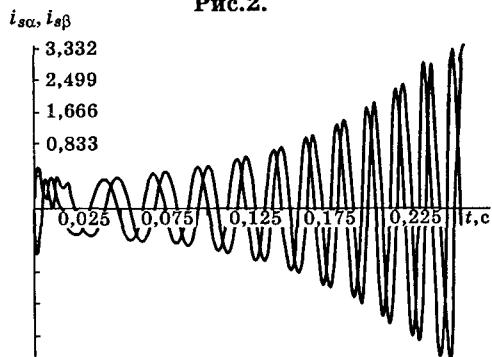


Рис.3.

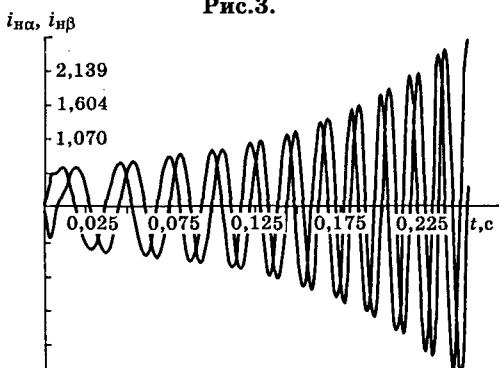


Рис.4.

$$p\omega_r = \frac{p_0}{J} (M_c - M_s), \quad (6)$$

где ω_r — мгновенное значение частоты вращения ротора; M_c — момент ветроколеса; M_s — электромагнитный момент генератора; J — момент инерции вращающихся частей генератора.

Электромагнитный момент

$$M_s = \frac{3}{2} p_0 (\psi_{s\beta} \psi_{ra} - \psi_{sa} \psi_{rb}) / (L_s L_r - M^2). \quad (7)$$

Уравнения внешней цепи должны учитывать как нагрузку, так и систему регулирования напряжения:

$$\begin{aligned} pu_{sa} &= \frac{1}{C} \left(-i_{sa} - \frac{u_{sa}}{R_h} - i_{na} \right); \\ pu_{sb} &= \frac{1}{C} \left(-i_{sb} - \frac{u_{sb}}{R_h} - i_{nb} \right); \\ pi_{ra} &= \frac{1}{L_h} (u_{sa} - R_h i_{na}); \\ pi_{rb} &= \frac{1}{L_h} (u_{sb} - R_h i_{nb}), \end{aligned} \quad (8)$$

где R_h , L_h — параметры нагрузки (потребители); C — емкость конденсаторных батарей, используемых для самовозбуждения; R_σ — сопротивление балластной нагрузки.

Зададимся начальными условиями для потокосцеплений:

$$\psi_{sa} = \psi_{s0} \sin \alpha; \quad \psi_{sb} = \psi_{s0} \cos \alpha;$$

$$\psi_{ra} = \psi_{s0} \sin \alpha; \quad \psi_{rb} = \psi_{s0} \cos \alpha;$$

ψ_{s0} — начальное потокосцепление от постоянного магнита; $\alpha = \omega_h$; ψ_{s0} наводит ЭДС E_0 , тогда $\psi_{s0} = E_0 / \omega_h$; $\omega_{r(0)} = 0,5 \omega_h$.

Чтобы переходный процесс не был продолжительным, все остальные напряжения u_{sa} , $u_{sb} = 0$, все токи тоже равны нулю.

На рис.2—4 представлены результаты расчета переходного процесса самовозбуждения АГС. При этом предполагалось, что начальная скорость вращения ветроколеса составляет 150 об/мин, сопротивление нагрузки носит индуктивно-активный характер. При этом $R_h = 67 \Omega$, $X_h = 37,8 \Omega$.

Напряжение генератора, как видно из рис.2, нарастаю апериодически, достигает номинального значения через 12—14 периодов после начала процесса самовозбуждения. Негармонический характер изменения напряжения в течение первого периода связан, по нашему мнению, с неравномерностью магнитной проводимости воздушного зазора. В процессе самовозбуждения нарастает до номинального значения и частота напряжения и тока.

Характер изменения тока статора представлен на рис.3, а тока нагрузки — на рис.4. Влияние неравномерности магнитной проводимости воздушного зазора особенно наглядно проявляется на кривых тока статора на начальной стадии. На кривой тока нагрузки гармонический состав токов заметно меньше по причине сглаживающего влияния индуктивного характера нагрузки. Последнее обстоятельство также определяет отстающий по отношению к кривой напряжения характер кривой тока статора и тока нагрузки.

На магнитном образце АГС были получены результаты, качественно подтверждающие приведенные расчеты.

Список литературы

1. А.с. 2474 РФ. Асинхронный генератор/Алиев И.И., Беспалов В.Я., Клоков Ю.Б./Открытия. Изобретения. 1996. №7.
2. Алиев И.И., Беспалов В.Я., Клоков Ю.Б., Чернов Р.О. Гарантированное самовозбуждение асинхронных генераторов//Тр. УГТУ. Екатеринбург, 1997. С.184—191.
3. Алиев И.И., Беспалов В.Я., Клоков Ю.Б. Асинхронный генератор с гарантированным возбуждением//Электричество. 1997. №7. С.43—45.

Импульсные перенапряжения в обмотках асинхронных двигателей при питании от ШИМ-преобразователя

БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн.наук, ЗВЕРЕВ К.Н., инж.

МЭИ

Описана природа волновых процессов, возникающих в обмотках асинхронных двигателей, питающихся от преобразователя частоты с ШИМ. Показано их влияние на изоляцию обмотки машины. Представлены экспериментальные данные для двигателей ДАО-160 и 4АА56А4Т2.

Энергосбережение (или рационализация производства, распределения и использования всех видов энергии) стало в последние годы одним из основных приоритетных направлений технической политики во всех развитых странах мира. Энергосбережение в любой сфере сводится к снижению бесполезных потерь. Анализ структуры потерь в сфере производства, распределения и потребления электроэнергии показывает, что определяющая доля потерь (до 90%) приходится на сферу энергопотребления. Электропривод, являясь энергосиловой основой современного производства, потребляет около 60% всей вырабатываемой электроэнергии, следовательно, основной эффект энергосбережения может быть получен именно в этой сфере. Большая часть электроэнергии потребляется электроприводами на основе повсеместно используемых асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором в диапазоне мощностей до 100 кВт, для которых основным направлением энергосбережения является переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому. Это направление принято в мировой практике и интенсивно развивается, чему активно способствуют два совпавших во времени события: наметившийся дефицит энергоресурсов и ощущимый рост их стоимости и выдающиеся успехи силовой электроники и микроэлектроники, обусловившие появление в последние годы на мировом и отечественном рынках весьма совершенных и доступных электронных преобразователей электрической энергии.

Наибольшее распространение получили регулируемые электроприводы на базе преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока, формирование выходных сигналов которых осуществляется ШИМ. На выходе преобразователя образуется серия импульсов прямоугольной формы одинаковой амплитуды, но разной длительности, полезная составляющая которой имеет форму синусоиды заданной частоты и амплитуды. Длительность фронта импульсов определяется типом ключевых элементов преобразователя и для используемых в настоящее время биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) может составлять 0,2—1 мкс. Таким образом, на обмотку АД поступают импульсы прямоугольной формы с высоким значением du/dt , что вызывает протекание в обмотке

волновых процессов (ВП). Под ВП следует понимать сложный комплекс физических явлений возникновения, распространения и быстрого изменения электромагнитного импульса вдоль цепи с распределенными параметрами (обмотка и магнитная система электрической машины).

ВП наиболее опасны для изоляции обмотки АД, так как в ней возникают значительные перенапряжения, кроме того, при быстром нарастании напряженности электрического поля на фронте волны в изоляции машины возникают заметные диэлектрические потери. Увеличение несущей частоты ШИМ с целью улучшения энергетических показателей ПЧ и приближения полезной составляющей выходного напряжения преобразователя к синусоиде, также приводит к повышению вероятности возникновения перенапряжений и увеличению диэлектрических потерь. Несущая частота ШИМ современных ПЧ имеет значение 3—15 кГц, и ее можно рассматривать как частоту поляризации изоляции обмотки АД. Все это приводит к быстрому старению изоляции, что сказывается на снижении надежности и срока службы электрической машины. Поэтому важное значение имеет изучение ВП в АД, сопряженных с ПЧ, и оценка работоспособности изоляции при таких процессах. Эффективными средствами таких исследований являются эксперименты и математическое моделирование.

ВП в электрических машинах посвящено большое количество работ, однако их возникновению при совместной работе электрической машины с электронным преобразователем энергии не уделено должного внимания. ВП начали изучаться в трансформаторах с начала 30-х годов в связи с защитой от грозовых перенапряжений. Затем эта проблема перенеслась на турбо- и гидрогенераторы. В последние годы ВП стали предметом изучения в результате более широкого подхода к проблеме надежности корпусной и витковой изоляции в связи с коммутационными перенапряжениями. Важными работами в этой области следует считать монографии [1—3], посвященные расчету волновых параметров и волновых напряжений в изоляции электрической машины, а также глубокому анализу физических явлений, происходящих в машине при ВП. Стоит отметить [4—6]. Вопросам электромагнитной совместимости электрической машины и ПЧ

и возникновения перенапряжений в обмотках уделяется больше внимания в зарубежной литературе [7—9], чем в отечественной.

Основные физические явления в АД при ВП

Рассмотрим коротко основные физические явления в АД при поступлении на обмотку одиночного импульса напряжения прямоугольной формы. При этом АД можно рассматривать как систему из основного и вспомогательных волноводов. Основной продольный волновод образуется стенками паза, пазовой изоляцией и проводниками обмотки. Вспомогательные волноводы образуются поперечными изоляционными зазорами между отдельными листами стали, а в крупных машинных и вентиляционных каналах. Основное влияние на ВП оказывают пазовые части обмоток. При поступлении на обмотку импульса напряжения электромагнитное поле распространяется вдоль обмотки по пазовой изоляции, а поперек между листами стали. Одновременно оно проникает в медь обмотки и в сталь сердечника. Поле проникает в глубь металлической среды тем меньше, чем выше скорость изменения напряжения на фронте волны. При анализе ВП удобнее пользоваться понятием эквивалентной частоты вместо длительности фронта импульса. При оценке энергетических соотношений и расчете параметров схемы замещения нестационарные явления, происходящие на фронте волны, заменяются аналогичными явлениями, соответствующими стационарному высокочастотному режиму, при этом

$$f_{\text{экв}} \approx \frac{1}{2t_{\text{фр}}},$$

где $f_{\text{экв}}$ — частота эквивалентной синусоиды; $t_{\text{фр}}$ — длительность фронта импульса.

Введя понятие эквивалентной частоты, можно рассчитать глубину проникновения поля в проводящие среды. При крутых фронтах поле проникает в металл на глубину, значительно меньшую, чем поперечный линейный размер сечения проводящей среды, поэтому ее можно считать «массивным телом», при этом наблюдается поверхностный эффект, т.е. ток вытесняется по периметру проводника. Следует отметить, что по мере пробега волны по обмотке увеличивается $t_{\text{фр}}$ и глубина проникновения поля в металл возрастает. Это объясняется тем, что при очень быстрых изменениях напряжения на фронте волны входная емкость обмотки шунтирует ее более отдаленные участки. При перемещении волны по обмотке высокочастотные составляющие на фронте волны отфильтровываются на каждом витке по емкостям между витком и корпусом. Это можно проследить на рис.1. Импульсы прямоугольной формы с $t_{\text{фр}} = 0,1$ мкс, длительностью $t_{\text{имп}} = 10$ мкс и амплитудой 10 В от генератора импульсов Г5-15 подавались на фазу обмотки двигателя ДАО-160, у которой выполнены отпайки от первых витков первой секции. Видно, что

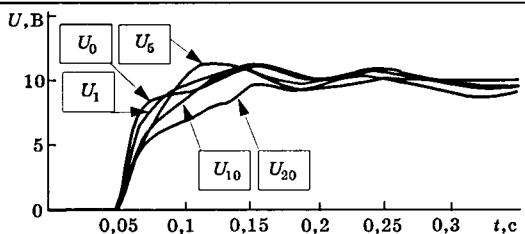


Рис.1. Осциллограммы фронта импульса при прохождении по обмотке:

U_0 — исходный импульс; U_1, U_5, U_{10}, U_{20} — импульсы на 1, 5, 10 и 20 витках обмотки

уже на первом витке обмотки волна напряжения имеет более пологий фронт.

Как отмечалось, электромагнитная волна проникает в шихтованную сталь на небольшую глубину. Однако она проникает на значительную глубину в стальной сердечник по изоляционным промежуткам между листами. В листы стали электромагнитная волна проникает как через торцевые поверхности со стороны пазов, так и через боковые поверхности со стороны изоляционных промежутков. Вихревые токи замыкаются внутри отдельных листов стали и концентрируются по периметру сечения листа, оставляя его внутреннее пространство свободным. Таким образом, стальной сердечник оказывает экранирующее действие быстроизменяющемуся магнитному потоку, и поэтому взаимные магнитные связи между различными пазами незначительны.

Относительная магнитная проницаемость электротехнической стали незначительная и для эквивалентных частот выше 50 кГц $\mu_r = 180 \div 250$, поэтому магнитную систему АД при ВП можно считать линейной. Наличие воздушного зазора между статором и ротором также приближает магнитные параметры обмотки к линейным. Это позволяет при расчетах шихтованную сталь заменить фиктивной средой с относительной комплексной магнитной проницаемостью $\mu_{\text{ш*}}$

$$\mu_{\text{ш*}} = \frac{1}{\Gamma_{\text{ст}}*(b_1 + b_2)} [\mu_r t h(\Gamma_{\text{ст}}*b_1) + \Gamma_{\text{ст}}*b_2],$$

где

$$\Gamma_{\text{ст}}* = \sqrt{j 2\pi f_{\text{экв}} \mu_0 \mu_r \sigma_{\text{ст}}}$$

b_1, b_2 — толщины листов стали и изоляционного зазора между ними; $\sigma_{\text{ст}}$ — удельная электрическая проводимость стали.

При ВП напряженность электрического поля между пазовой частью обмотки и корпусом АД резко изменяется в течение малого отрезка времени. Это вызывает поляризационные явления в корпусной изоляции АД, сопровождающиеся значительными диэлектрическими потерями, соизмеримыми с потерями в стали. Значение напряженности электрического поля в лобовых частях обмотки значительно меньше, чем в пазовых, поэтому потерями в изоляции лобовых частей можно пренебречь.

Распространение волны напряжения по обмотке АД

Распространение волны внутри обмотки сопровождается сложными электромагнитными явлениями. В первую очередь это обусловлено сильными электромагнитными связями между проводниками, расположенными в одном пазу. Поэтому, как только импульс начинает распространяться по первому витку первой катушки, на остальных витках появляется индуцированное напряжение. Распространение волны также сопровождается явлениями отражения и преломления при переходе волны из пазовой части в лобовую, при переходе с катушки на катушку, отражениями от конца и начала обмотки. В результате многочисленных отражений и преломлений волна, проникающая в глубь обмотки, деформируется. Деформация волны происходит также из-за потерь энергии. Волна с крутым фронтом в наибольшей степени деформируется на первой катушке фазы, на следующие катушки волна приходит со сглаженным пологим фронтом. Это приводит к увеличению падения напряжения на первой катушке, на следующих катушках падения напряжения будут иметь меньшие значения. На рис.2 показаны осциллограммы волны напряжения на первой катушке обмотки двигателя ДАО-160. Видно, что исходный импульс, распространяясь вдоль обмотки, изменяет свою форму, при этом сглаживает фронт импульса и увеличивается амплитуда.

Распространение волны напряжения по обмотке АД носит характер затухающих колебаний. Импульсы напряжения прямоугольной формы с $t_{\text{фр}} = 0,1 \text{ мкс}$, $t_{\text{имп}} = 10 \text{ мкс}$, амплитудой 10 В и частотой следования 2,2 кГц (рис.3) от генератора импульсов Г5-15 подавались на одну фазу обмотки двигателя 4АА56А4Т2. На конце фазы осциллографировалась волна напряжения (рис.4). Максимальный пик напряжения на конце фазы в 1,5 раза превышает амплитуду исходного импульса. На характер ВП в обмотке АД решающее влияние оказывает длительность фронта импульса. Чем меньше значение $t_{\text{фр}}$, тем сильнее волна деформируется и тем больше пики напряжения на катушках. Для обмотки АД можно определить длину $t_{\text{кр}}$, волна с фронтом $t_{\text{фр}} > t_{\text{кр}}$ распространяется по всей обмотке без искажений. Длительность импульса не оказывает существен-

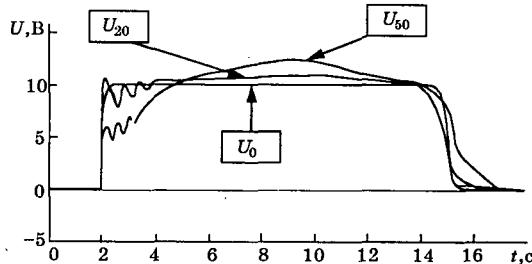


Рис.1. Осциллограммы импульса напряжения при прохождении по обмотке:
U₀ — исходный импульс; U₂₀, U₅₀ — импульсы на 20 и 50 витках обмотки

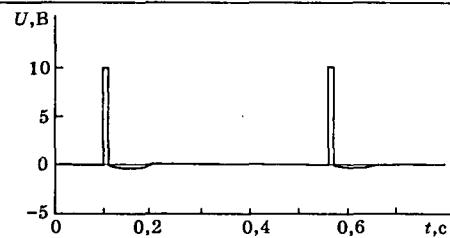


Рис.3. Исходный импульс, подаваемый на обмотку АД

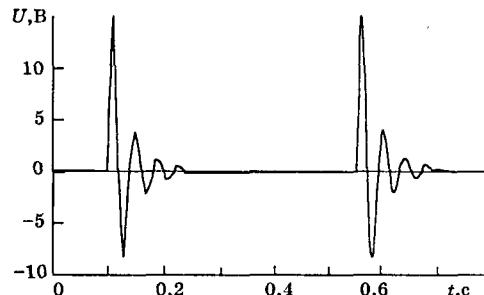


Рис.4. Осциллограмма напряжения на конце фазы обмотки

ного влияния на значение пиков напряжения на катушках обмотки. Только при очень малых значениях $t_{\text{имп}}$ пики напряжения на второй и последующих катушках уменьшаются из-за уменьшения амплитуды волны, проникающей в глубь обмотки. Амплитуда импульсов тоже не оказывает существенного влияния на характер ВП в обмотке АД.

При уменьшении частоты следования импульсов, подаваемых на обмотку АД, до значений, у которых длительность паузы $t_{\text{п}}$ приближается к длительности импульса, характер колебаний напряжения в обмотке изменяется. Новый импульс, поступающий на обмотку, гасит волны напряжения, явившиеся результатом воздействия предыдущего импульса. При частотах следования импульса с $t_{\text{п}} < t_{\text{имп}}$ наблюдается уменьшение пиков напряжения на катушках обмотки АД вследствие взаимодействия прямой волны с отраженной с обратным знаком. На рис.5 представлены осциллограммы напряжения в нулевой точке трехфазной обмотки, соединенной звездой, при подаче прямоугольных импульсов амплитудой 10 В и частотой следования импульсов 10 кГц на все фазы обмотки.

Схема замещения обмотки АД при ВП

При ВП обмотку АД можно рассматривать как длинную линию, которая замещается цепной П-образной схемой (рис.6). В трехфазных обмотках допустимо рассмотрение каждой фазы

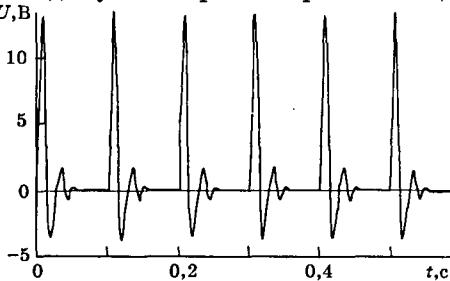


Рис.5. Осциллограмма напряжения в нулевой точке трехфазной обмотки АД

в отдельности ввиду незначительных индуктивных и емкостных связей между ними. Каждое звено этой схемы должно соответствовать одной секции обмотки фазы,ключающей два пазовых и два лобовых участка. Цепная схема считается однородной, хотя реальные обмотки не вполне однородны из-за наличия дальних связей между их несмежными элементами (влиянием дальних связей при ВП можно пренебречь с погрешностью, не превышающей 5%).

Параметры схемы замещения по рис.6:

L — индуктивность катушки; R — активное сопротивление катушки; K — продольная емкость катушки, т.е. частичная емкость между ее первыми и последними витками вдоль обмотки; C — поперечная емкость катушки, т.е. частичная емкость ее проводников относительно корпуса; G — активная проводимость, эквивалентная диэлектрическим потерям в корпусной изоляции.

В качестве индуктивности L принимается эквивалентная величина, учитывающая как собственную, так и взаимную индуктивность одного звена. Активное сопротивление секции R эквивалентно потерям в стали на вихревые токи и потерям в проводниках обмотки с учетом поверхностного эффекта. При ВП гистерезисная петля частного цикла намагничивания стягивается в линию, поэтому потери на гистерезис составляют 3—4% потерь на вихревые токи и ими можно пренебречь. Такие параметры схемы замещения как L , R и G существенно зависят от фронта импульса или эквивалентной частоты. Следует заметить, что проводимость G зависит от частоты только до определенного значения $f_{экв} \approx 500$ кГц. До этого значения G растет с ростом частоты, а затем остается приблизительно постоянной. Это объясняется явлением запаздывания поляризации при высоких частотах (электрический гистерезис). Параметры C и K от частоты не зависят. Параметры схемы замещения можно рассчитать по известным методикам, например, по изложенной в [3,5—6]. В качестве примера приведем значения волновых параметров двигателя 4АА56А4Т2, рассчитанные для $t_{fp}=0,15$ мкс: $C=436$ пФ, $K=0,864$ пФ, $L=2,09$ мГн, $R=21,7$ кОм, $G=1,37$ кОм⁻¹.

По схеме замещения (рис.6) составляем дифференциальные уравнения, описывающие ВП в однородных цепных схемах, замещающих обмотки АД. Для этого следует предположить, что схема обмотки состоит из бесконечно большого числа элементарных звеньев, а все параметры относятся к единице длины обмотки, в качестве которой принимается одна секция обмотки. Урав-

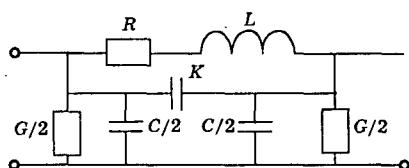


Рис.6. Схема замещения одного звена обмотки АД при ВП

нение для напряжений в рассматриваемой схеме имеет вид

$$K \frac{\partial^4 u}{\partial x^2 \partial t^2} + \frac{1}{R} \frac{\partial^3 u}{\partial x^2 \partial t} + \frac{1}{L} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - C \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - G \frac{\partial u}{\partial t} = 0.$$

Это уравнение в частных производных гиперболического типа известно как телеграфное. Здесь координата x непрерывно изменяется в пределах $0 \leq x \leq l$, где l — длина проводников параллельной ветви фазы обмотки. Для его решения необходимо предварительно задать начальные и граничные условия, определяемые природой физических явлений в обмотке, а также схемой ее соединения. Уравнение решается методом Фурье или численными методами. При его решении необходимо учитывать частотные зависимости параметров L , R и G , это делается с помощью специальных расчетных приемов и компьютерных программ.

Выводы

При воздействии на обмотку АД импульсов напряжения прямоугольной формы, схожих по форме с импульсами при частотном управлении от ШИМ, в ней возникают ВП. При этом перенапряжения на отдельных участках обмотки могут достигать значений, превышающих более чем в 1,5 раза амплитуду исходного воздействия. Исследования ВП в обмотках АД, питающегося от ПЧ с ШИМ продолжаются.

Список литературы

1. Каганов З.Г. Волновые явления в электрических машинах. Новосибирск: АН СССР, 1964.
2. Каганов З.Г. Волновые напряжения в электрических машинах. М.: Энергия, 1970.
3. Каганов З.Г. Электрические цепи с распределенными параметрами и цепные схемы. М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Геллер Б., Веверка А. Импульсные процессы в электрических машинах. М.: Энергия, 1973.
5. Горбунов Ю.К. Расчет собственных и взаимных активно-индуктивных волновых параметров катушек обмотки статора электрической машины//Изв. СО АН СССР. Сер.техн.наук. 1978. Вып. 1, № 3.
6. Горбунов Ю.К. Емкостные параметры всыпной обмотки статора асинхронных двигателей//Электротехника. 1978. № 9.
7. Guardado J.L., Cornick K.J. Calculation of Machine Winding Electrical Parameters at High Frequencies for Switching Transient Studies//IEEE Trans. on Energy Conversion. 1996. Vol.11, No.1.
8. Binder A. Armature insulation stress of low voltage A.C. Motors due to Inverter Supply//SIEMENS. Bad Neustadt. Germany). C.5.
9. Toliyat H.A., Suresh G., Abur A. Estimation of Voltage Distribution on the Inverter Fed Random Wound Induction Motor Windings Supplied Through Feeder Cable//IEEE Power Engineering Review 1999. No. 1. Vol. 19.

Беспалов Виктор Яковлевич — профессор кафедры электромеханики МЭИ. Окончил в 1960 г. электромеханический факультет МЭИ. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Асинхронные машины для динамических режимов работы».

Зверев Константин Николаевич — аспирант кафедры электромеханики МЭИ. Окончил в 1996 г. электротехнический факультет Вятского ГТУ.

Работа жидкотемпературного ротора индукционной электрической машины в установившемся и переходном режимах

ХРИСТИНИЧ Р.М., канд. техн. наук

Красноярский ГТУ

Для повышения качества продуктов металлургического литья и управления процессом формирования физических свойств и химической однородности Ю.А. Самойловичем [1], Л.П. Орловым, Л.Б. Шендеровым, А.А. Скворцовыми [2] и другими учеными рекомендовано использовать воздействия бегущего электромагнитного поля на область кристаллизации слитка или заготовки. А.Ф. Колесниченко, Ю.М. Гориславец, В.Н. Тимофеев, А.А. Темеров и другие ученые рекомендовали использовать вращающееся электромагнитное поле для интенсификации процесса коагуляции и рафинации алюминиевых сплавов.

Известны три основных вида воздействия электромагнитного поля на жидкую fazу слитков или заготовок: вращающееся электромагнитное поле вокруг продольной оси слитка, генерируемое цилиндрической индукционной машиной; линейное бегущее электромагнитное поле, наведенное линейным индуктором и действующее вдоль продольной оси слитка; смешанное бегущее электромагнитное поле, действующее по спирально-винтовой траектории [3].

Однако многие из существующих математических моделей, описывающих работу индукционной машины с жидкотемпературным ротором, учитывают жидкостную структуру расплавленного металла упрощенно или, если учитывают, то только в установившемся режиме работы машины. Такие допущения при построении математических моделей накладывают ограничения на их широкое применение, так как воздействие электромагнитного поля на заготовку или слиток, в основном, повторно-кратковременное, что характеризует следующие основные рабочие режимы: «вперед—стоп—вперед», «вперед—стоп—назад», «вперед—назад», «вперед—пауза—вперед», «вперед—стоп—пауза—назад» и др.

Исследование рабочих характеристик индукционной машины в период разгона жидкотемпературного ротора, его остановки под действием сил трения («выбег»), электромагнитного торможения является очень важным для электромехаников, исследования скорости и пути движения элементарного объема жидкого металла (элементарной частицы) во время разгона или реверса ротора имеют основное значение для определения технологии отливки, кристаллизации слитка, прогнозирования качества слитка или заготовки. Для учета указанных особенностей требуется создание динамических математических моделей индукционной машины с жидкотемпературным ротором, что подтверждает актуальность и насущность данной работы.

Установка для электромагнитного перемешивания жидкой сердцевины слитка, представлена на рис. 1, а, а установка для магнитогидродина-

мического рафинирования алюминиевых сплавов показана на рис. 1, б. Основными составными частями обеих установок является индукционная электрическая машина, состоящая из: индуктора, включающего магнитопровод 1 и обмотку 2; электропроводного жидкотемпературного рабочего тела (ротора) 3; воздушного немагнитного зазора 4, расположенного между индуктором и высокотемпературным рабочим телом. Индуктор создает вращающееся электромагнитное поле в области жидкотемпературного рабочего тела, которое приводит его во вращение.

В [4] подробно описана расчетная модель индукционной машины, в которой жидкотемпературное рабочее тело представлено в виде электропроводных цилиндрических втулок, вращающихся под действием электромагнитного момента с различными угловыми скоростями. Характеристики вращения каждой из втулок получены экспериментальным путем и в расчетной модели задаются в виде числового массива. Такой подход позволяет достаточно точно моделировать электромагнитные процессы индукционной машины и определять ее рабочие характеристики в установившемся режиме. Однако математическая модель не позволяет полностью исследовать характеристики машины в переходных режимах. Более того, задача в такой постановке затрудняла исследования технологических процессов в жидком металле рабочего тела, а также исследования работы индукционной машины с учетом инерционности жидкотемпературного ротора в знакопеременных режимах.

Постановка задачи и основные допущения. Рассмотрим расчетную модель жидкотемпературного рабочего тела (ротора), показанную на рис. 2. При построении расчетной модели приняты следующие допущения: электропроводное жидкотемпературное рабочее тело заменяется бесконечно тонкими цилиндрическими электропроводными втулками с толщиной $\Delta = r/N$, где r — полный радиус рабочего тела; N — число втулок.

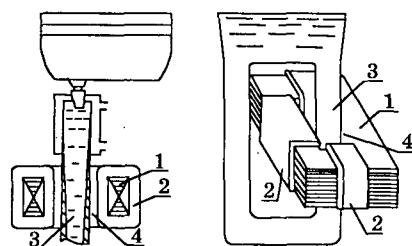


Рис. 1. Установки с применением индукционных машин:

а — для электромагнитного перемешивания жидкой сердцевины слитков; б — для магнитогидродинамического рафинирования алюминиевых сплавов

Пространство между цилиндрическими электропроводными втулками заполнено неэлектропропородной жидкостью с динамической вязкостью η . Каждая из втулок вращается со скоростью $\Omega_i = v_i/r_i$ (i — номер втулки), на которую оказывают влияние электромагнитный момент $M_{\text{эл}}$ и момент трения $M_{\text{тр}}$. Каркас, в котором находится электропроводное жидкокометаллическое рабочее тело, жестко закреплен так, что $\Omega_k = v_r/r_k = 0$.

Необходимо определить: распределение скорости по радиусу жидкокометаллического рабочего тела в стационарном (установившемся) режиме; распределение скорости в роторе в динамическом (переходном) режиме; значение уточненного электромагнитного момента индукционной машины и результатирующий момент для каждой бесконечно тонкой металлической втулки.

Расчет распределения скорости и момента по радиусу рабочего тела в установившемся режиме. Пусть цилиндрические электропроводные втулки, на которые разбито жидкокометаллическое рабочее тело, под действием электромагнитного момента вращаются с установленнойся скоростью Ω_i для каждой втулки, согласно рис.2. Если учесть, что толщина каждой втулки $\Delta \rightarrow 0$ и градиент скорости по ее толщине остается постоянным, можно принять, что линейная скорость v_i для любого элементарного участка или элементарной точки бесконечно тонкой втулки останется одинаковой. Так как скорость вращения втулок невысокая, то жидкость, заполняющая пространство между ними, будет иметь ламинарный характер движения.

Выделим для i -й, $i+1$ -й и $i-1$ -й цилиндрических втулок элементарные участки площадью S_i , S_{i+1} , S_{i-1} , соответственно. Так как при увеличении числа втулок до $N \rightarrow \infty$ расстояние d между втулками становится очень маленьким и в пределе стремится к нулю, можно принять $S_i = S_{i+1} = S_{i-1}$. Учитывая, что кривизна элементарных участков очень маленькая, представим участки в виде элементарных поверхностей параллельных между собой, пространство между которыми заполнено вязкой несжимаемой жидкостью. Поскольку элементарные поверхности являются электропроводными, то под действием внешнего бегущего электромагнитного поля индуктора в них наводятся вихревые токи, магнитное поле которых, взаимодействуя с внешним электромагнитным полем создает электромагнитный момент $M_{\text{эл},i}$, заставляющий двигаться элементарные поверхности со скоростями v_i , v_{i+1} , v_{i-1} , соответственно.

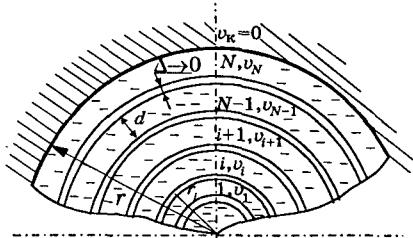


Рис.2. Расчетная модель жидкокометаллического ротора

В то же время известно [5], что если пространство между элементарными поверхностями заполнено вязкой несжимаемой жидкостью с динамической вязкостью η (Па·с), то на элементарную поверхность, движущуюся со скоростью v_n (м/с) относительно другой элементарной поверхности, расположенной на расстоянии d (м) и находящейся в неподвижном состоянии, действует сила

$$F_{\text{тр},n} = \eta \frac{S_n}{d} v_n.$$

Тогда момент трения, действующий на элементарную поверхность, расположенную на расстоянии r от оси вращения,

$$M_{\text{тр},n} = F_{\text{тр},n} r.$$

Суммарный момент трения одной цилиндрической втулки относительно другой

$$F_{\text{тр},i} = \iint_0^h \frac{\eta v_i}{d} r_i dh dl, \quad (1)$$

где $l = 2\pi r_i$ — длина окружности цилиндрической втулки, м; h — высота втулки, м.

Проинтегрировав выражение (1), получим:

$$M_{\text{тр},i} = \eta \frac{v_i}{d} 2\pi r_i h r_i,$$

где $2\pi r_i h = S_i$ — общая площадь боковой поверхности i -й втулки.

Если учесть, что элементарные поверхности, из которых состоит i -я втулка, движутся со скоростью v_i по отношению к соседним втулкам ($i+1$ -й и $i-1$ -й), которые оказывают влияние на скорость движения i -й втулки, согласно рис.2 можно записать

$$M_{\text{тр},i} = \left[\eta \frac{S_i(v_i - v_{i-1})}{d} + \eta \frac{S_i(v_i - v_{i+1})}{d} \right] r_i. \quad (2)$$

Объединив в уравнении (2) подобные члены и проведя несложные преобразования, окончательно получим выражение для момента трения, действующего на цилиндрическую втулку, движущуюся со скоростью v_i с учетом влияния соседних втулок, движущихся с отличными друг от друга скоростями,

$$M_{\text{тр},i} = \eta \frac{S_i}{d} (2v_i - v_{i+1} - v_{i-1}). \quad (3)$$

Известно, если электромагнитный момент i -й втулки $M_{\text{эм},i}$ будет меньше момента трения $M_{\text{тр},i}$, действующего на эту втулку, т.е.

$$M_{\text{эм},i} < M_{\text{тр},i}$$

то вращение электропроводных втулок будет невозможным, так как создаваемое электромагнитным моментом усилие будет недостаточным для преодоления усилий трения, вызванных вязкостью среды, заполняющей пространство между втулками. При увеличении электромагнитного момента до

$$M_{\text{эм},i} = M_{\text{тр},i},$$

согласно (3) электропроводная втулка начнет вращаться с установленнойся скоростью v_i . Подставим в (4) выражение $M_{\text{тр},i}$ из (3)

$$M_{\text{эм},i} = \eta \frac{S_i r_i}{d} (2v_i - v_{i+1} - v_{i-1}) \quad (5)$$

и определим из (5) v_i для i -й втулки

$$v_i = 0,5 \left(\frac{M_{\text{эм}} d}{\eta S_i r_i} + v_{i+1} + v_{i-1} \right). \quad (6)$$

Электромагнитный момент $M_{\text{эм}}$ для i -й втулки может быть определен согласно [4] или, например, из выражения

$$M_{\text{эм}} = \operatorname{Re} \left\{ -\frac{\gamma}{\omega} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} n \left| C_{n,i} r_i^n + D_{n,i} r_i^{-n} \right|^2 \left(1 - n \frac{u/\eta}{\omega} \right) r_i^2 \Delta 2\pi h \right\}, \quad (7)$$

где γ — электропроводность втулки, $1/(\Omega \cdot \text{м})$; Δ — толщина втулки, м; n — номер гармоники ряда Фурье; ω — угловая частота, с^{-1} ; h — высота цилиндрической втулки, м; $C_{n,i}$, $D_{n,i}$ — комплексные постоянные интегрирования, В/м , которые определяются из рекуррентных соотношений следующим образом. Первоначально произвольно задаются $C'_{n,1} = 1$, $D'_{n,1} = 0$. Дальше, используя соотношения

$$C'_{n,i} = 0,5(C'_{n,i-1}(\varphi_{n,i-1} + 2) + D'_{n,i-1}r_{i-1}^{-2n}\varphi_{n,i-1});$$

$$D'_{n,i} = -0,5(C'_{n,i-1}r_{i-1}^{2n}\varphi_{n,i-1} + D'_{n,i-1}(\varphi_{n,i-1} - 2))$$

и производя прогонку от $i = 1$ до $i = N+1$, с учетом краевых условий, определяем поправочный коэффициент

$$k = \frac{j\omega \mu_0 \xi_n}{n(C'_{n,N+1} R^{n-1} - D'_{n,N+1} R^{-n-1})}.$$

Проводя прогонку в обратном направлении, определяем истинные значения постоянных интегрирования

$$C_{n,i} = C'_{n,i} k; \quad D_{n,i} = D'_{n,i} k.$$

Здесь ξ_n — комплексная суммарная линейная плотность тока обмотки индуктора, А/м ; R — внутренний размер магнитопровода индуктора, м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная, Гн/м. Комплексный коэффициент φ_n характеризует состояние электропроводного неферромагнитного ротора

$$\varphi_{n,i} = \frac{j\xi^2 r_i}{Nr} \left(\frac{1}{n} - \frac{v_i/r_i}{\omega} \right),$$

где $\xi^2 = \omega \mu_0 \gamma r_i^2$ — электромагнитная добротность индукционной машины; N — количество электропроводных цилиндрических втулок; r — наружный радиус жидкокометаллического ротора, м.

Основываясь на полученных выражениях, определим алгоритм расчета линейных скоростей и распределение их по радиусу жидкокометаллического ротора. Для этого вначале полагаем, что угловая скорость вращения для всех бесконечно тонких цилиндрических втулок равна, например, $\Omega = v/r$. С учетом этой скорости определяем, согласно (7), $M'_{\text{эм}}$ для каждой втулки. В дальнейшем, задаваясь динамической вязкостью среды η , заполняющей пространство между втулками, и подставляя значения $M'_{\text{эм}}$ (6), определяем линейные скорости с учетом вязкости для каждой из цилиндрических втулок в первом приближении $v'_1, v'_2, \dots, v'_{i-1}, v'_i, v'_{i+1}, v'_N$. Однако первое приближение не позволяет определить истинные

значения скоростей. Поэтому с учетом полученных значений скоростей, используя выражение (7) для определения $M''_{\text{эм}}$, возобновляем расчетный процесс, и в результате получаем значения $v''_1, v''_2, \dots, v''_N$ во втором приближении и т.д. Итерационный процесс продолжается до тех пор, пока для последующей и предыдущей скоростей каждой электропроводной цилиндрической втулки не будет выполняться условие

$$v''_i - v'_i \leq \epsilon,$$

где ϵ — допустимая погрешность.

Итерационный процесс является хорошо сходящимся и при максимальном числе итераций $k=40$ для каждой из втулок, погрешность по скорости не превышает $\epsilon = 0,0001$. Однако следует отметить, что число итераций для каждой из втулок сильно зависит от значения задаваемой скорости в начале итерационного процесса: при $\Omega = 0$ — $k \approx 20$; при $\Omega = 62\text{c}^{-1}$ — $k \approx 30$; при $\Omega = 300\text{c}^{-1}$ — $k \approx 40$.

Согласно разработанной методике и предложенному алгоритму определена графическая зависимость распределения скорости и момента по радиусу цилиндрического канала (рис.3), заполненного жидким алюминиевым сплавом с динамической вязкостью $\eta = 1,09 \cdot 10^6 \text{ Па}\cdot\text{с}$ для установки магнитогидродинамического рафинирования алюминиевых сплавов. Как видно из рис.3, распределение скорости v по радиусу канала имеет плавный характер без острых пикивых возмущений, что объясняется учетом влияния вязкости в расчетной модели.

Наибольшее расчетное значение скорости равно $1,7$ — $1,8 \text{ м/с}$, что соответствует 100 — 110 об/мин и получено для цилиндрических втулок, расположенных на расстоянии $(0,8$ — $0,85)r \approx 0,17 \text{ м}$. Для сравнения: при проведении экспериментальных исследований скорости вращения жидкого металла на физической модели индукционной единицы при соответствующей линейной токовой нагрузке была получена скорость вращения слоев моделирующего металла 120 — 150 об/мин . Максимальное значение скорости на физической модели зафиксировано на расстоянии $(0,8$ — $0,9)r$, что показывает хорошее приближение расчетной модели к экспериментальной установке.

При анализе профиля расчетной скорости и скорости, полученной экспериментальным путем на физической модели, наблюдается занижение последней при приближении к оси канала. Такая специфическая форма профиля скорости, по-

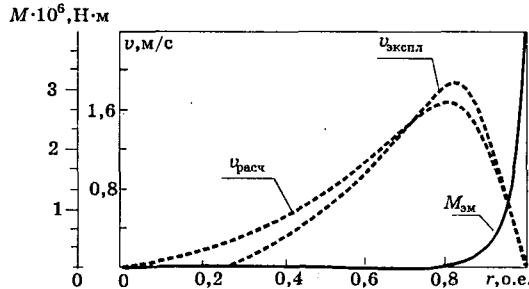


Рис.3. Распределение скорости и момента по радиусу жидкокометаллического ротора

лученная экспериментально, может быть обусловлена следующими причинами: занижением абсолютных значений скорости из-за увеличения погрешности датчиков, расположенных на маленьких расстояниях от оси канала; «подтеканием» жидкого металла в канал из областей, находящихся вне канала, т.е. за счет обмена количеством движения между жидким металлом цилиндрического канала и металлом, находящимся в ванне экспериментальной установки и в нижнем соединительном канале.

Изменения скорости жидкокометаллического ротора при отключении или противовключении индуктора. Для эффективного протекания процессов кристаллизации слитка или рафинирования расплава необходимо использовать различные режимы вращения жидкокометаллического электропроводного рабочего тела, например, производить остановку жидкокометаллического ротора путем отключения питания индуктора («выбег» ротора) или изменять направление вращения бегущего электромагнитного поля индуктора («противовключение»). Известно, что «выбег» ротора осуществляется под действием силы трения вообще, а для жидкокометаллического ротора — силы трения, обусловленной вязкостью расплавленного металла. «Противовключение» представляет собой более сложный процесс, где торможение ротора происходит под действием сил трения и электромагнитных сил, направленных против свободного вращения ротора. Последний режим торможения является управляемым и должен значительно ускорить процесс остановки ротора.

Для расчета режимов «выбега» и «противовключения» используем расчетную модель, представленную на рис.2. Предположим, что при достижении жидкокометаллическим ротором установленнойся скорости вращения, воздействие электромагнитного поля индуктора прекращается (для режима «выбега») или изменяет направление на противоположное (для режима «противовключения»). В этом случае согласно расчетной модели, на каждую из цилиндрических втулок будут действовать следующие моменты, которые в общем виде можно представить выражениями:

— электромагнитный момент

$$M_{\text{эм}i} = (-l_i v_i + z_i) r_i; \quad (8)$$

— момент ускорения

$$M_{\text{уск}i} = m_i a_i r_i; \quad (9)$$

— момент трения

$$M_{\text{тр}i} = -k_i v_i r_i. \quad (10)$$

Здесь l_i , z_i — слагаемые выражения (7); m_i — масса втулки; k_i — поверхностные характеристики втулки; v_i , a_i — линейная скорость втулки и ее ускорение; r_i — радиус втулки.

Запишем уравнение механического равновесия для i -й втулки

$$M_{\text{эм}i} + M_{\text{тр}i} = M_{\text{уск}i}. \quad (11)$$

Подставив в (11) выражения (8)–(10) и опустив индекс « i », получим:

$$-l v - k v + z r = m a. \quad (12)$$

Проведя в (12) замену $a = dv/dt$, сгруппиро-

вав и сократив подобные члены, найдем:

$$(-l - k)v + z = m \frac{dv}{dt}. \quad (13)$$

Произведя в (13) разделение переменных

$$(-l - k + \frac{z}{v}) dt = m \frac{dv}{v}$$

и учитя, что скорость в левой части выражения является определяющей, а не функцией дифференциала, после несложных преобразований получим:

$$v(t) = C \exp\left(\frac{-lv - kv + z}{mv} t\right), \quad (14)$$

где C — постоянная интегрирования, равная скорости втулки в начальный момент $v_{i(t=0)}$.

Произведя в (14) обратную замену согласно (8)–(10), окончательно получим:

$$v_i(t) = v_{i(t=0)} \exp\left[\left(\frac{M_{\text{эм}i}^{t-1}}{mv_{\text{эм}i}^{t-1} r_i} + \frac{M_{\text{тр}i}^{t-1}}{mv_{\text{тр}i}^{t-1} r_i}\right)t\right]. \quad (15)$$

Здесь $v_{\text{эм}i}^{t-1}$ — скорость втулки в момент времени, предшествующий расчетному; $M_{\text{эм}i}^{t-1}$, $M_{\text{тр}i}^{t-1}$ — электромагнитный момент и момент трения, соответственно, действующие на втулку в момент времени, предшествующий расчетному; $v_{\text{тр}i}^{t-1}$ — скорость втулку с учетом влияния соседних втулок в момент времени, предшествующий расчетному. В нашем случае

$$v_{\text{эм}i}^{t-1} = v_{\text{тр}i}^{t-1} = \begin{cases} 2v_i^{t-1} - v_{i+1}^{t-1} + v_{i-1}^{t-1} & \text{при } v_{i-1}^{t-1} < v_i^{t-1} < v_{i+1}^{t-1}; \\ v_i^{t-1} + v_{i+1}^{t-1} - v_{i-1}^{t-1} & \text{при } v_i^{t-1} = v_{i+1}^{t-1} = v_{i-1}^{t-1}; \\ 2v_i^{t-1} + v_{i+1}^{t-1} - v_{i-1}^{t-1} & \text{при } v_{i+1}^{t-1} < v_i^{t-1} < v_{i-1}^{t-1}. \end{cases}$$

Выражение (15) является справедливым для расчета изменения скорости жидкокометаллического ротора во времени как при отключении питания индуктора и исчезновении электромагнитного поля (при «выбеге»), так и при изменении направления и интенсивности бегущего электромагнитного поля (при торможении «противовключением»). В первом случае необходимо в (15) принять $M_{\text{эм}i}^{t-1} = 0$, во втором — использовать $M_{\text{эм}i}^{t-1}$, рассчитывая его согласно (7).

Время t при проведении вычислений теоретически необходимо брать в пределах $0 \leq t \leq \infty$. На практике убывание скорости $v_i(t)$ до нуля происходит за достаточно короткое время, которое зависит от массы втулки, ее начальной скорости, динамической вязкости среды, заполняющей пространство между втулками, значения электромагнитного момента.

На рис.4 представлены зависимости распределения скорости v по радиусу электропроводного жидкокометаллического ротора в функции времени при «выбеге» (сплошная линия) и «противовключении» (пунктирная линия). При «выбеге» ротора электропроводные слои, обладающие большей начальной скоростью ($r=0,83$) и меньшей ($r=0,95$), будут свободно гасить свою скорость за счет сил трения. При «противовключении» имеется реальная возможность управления скоростью для различных слоев расплавленного металла. Так, для пристенных слоев ($r=0,9 \div 0,95$),

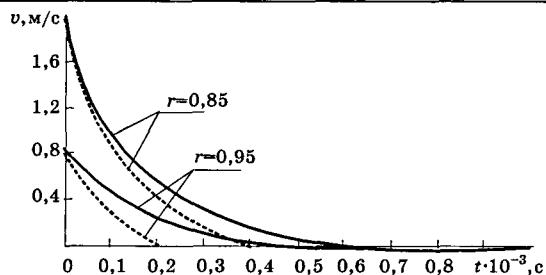


Рис.4. Изменение скорости в роторе при «выбеге» и «противовключении»

расположенных в зоне непосредственного действия интенсивного электромагнитного поля, наблюдается резкий сброс скорости до нуля. В свою очередь, это явление оказывает влияние на снижение скорости в глубинных слоях ротора, расположенных в непосредственной близости от его оси, куда вращение передается посредством сил трения.

Расчет скорости жидкокометаллического ротора при разгоне является важным по двум основным причинам: позволяет исследовать скорость массопереноса частиц примесей в режиме «вперед—стоп—вперед» или «вперед»; позволяет исследовать электромеханические параметры и характеристики индукционной машины с целью их оптимизации.

Режим разгона жидкокометаллического ротора, как и режим пуска индукционной машины в целом, является динамическим или переходным и в общем виде описывается уравнением

$$v(t) = v_{\text{уст}} + v_{\text{своб}}, \quad (16)$$

где $v_{\text{уст}}$ — скорость вращения жидкокометаллического ротора в установившемся режиме, которая для каждой втулки определяется согласно (6); $v_{\text{своб}}$ — свободная составляющая скорости, определяющая процесс разгона ротора.

Для ее определения перепишем уравнение (11) в виде

$$M_{\text{эм}} - M_{\text{тр}} = M_{\text{уст}}, \quad (17)$$

с учетом того, что электромагнитный момент и момент трения, действующие на втулку, направлены в противоположные стороны. Подставив в (17) выражения (8)–(10) и проведя несложные преобразования, получим:

$$(-l + k)v + z = m \frac{dv}{dt}. \quad (18)$$

Разделив в последнем выражении переменные и учитя, что в левой части выражения скорость является определяющей, а не функцией дифференциала, проинтегрируем (18) и получим

$$v_{\text{своб}} = C \exp\left(\frac{-lv + kv + z}{mv} t\right). \quad (19)$$

Уравнение (19) описывает процесс разгона ротора. Для определения постоянной интегрирования C перепишем уравнением (16) для момента времени $t=0$, предварительно подставив в него выражение (19):

$$v(t) = v_{\text{уст}} \left[1 - \exp\left(\frac{-lv + kv + z}{mv} t\right) \right]. \quad (20)$$

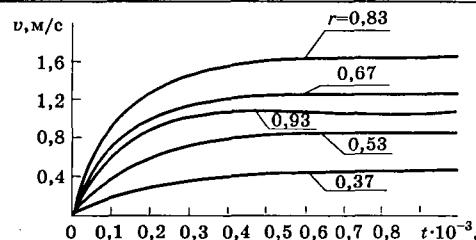


Рис.5. Изменение скорости в жидкокометаллическом роторе при разгоне

Проведя в (20) обратную замену с учетом (8)–(10), получим:

$$v_i(t) = v_{\text{уст}i} \left[1 - \exp\left(\frac{M_{\text{эм}i}^{t-1}}{mv_{\text{эм}i}^{t-1} r_i} - \frac{M_{\text{тр}i}^{t-1}}{mv_{\text{тр}i}^{t-1} r_i} t\right) \right]. \quad (21)$$

Согласно выражению (21) проведены расчеты изменения скорости при разгоне жидкокометаллического ротора (рис.5) для цилиндрических втулок, расположенных в пристенной ($r=0,93$), средней ($r=0,85; 0,67$) и глубинной ($r=0,53; 0,37$) областях жидкокометаллического ротора. Разгон слоев в средней области происходит быстрее, чем в глубинной, а скорость достигает значительно больших значений за один и тот же промежуток времени. В пристенной области разгон слоев происходит также достаточно интенсивно, однако конечные значения установившихся скоростей меньше, чем в средней области, так как сказывается тормозной эффект стенки канала. Это позволяет сделать вывод, что использование прерывистых режимов работы индукционной машины с жидкокометаллическим рабочим телом, применяющейся в установках для электромагнитного перемешивания жидкой сердцевины слитков, является более предпочтительным и экономически оправданным, так как требует меньших затрат энергии на разгон слоев только в средней и пристенной областях жидкокометаллического ротора.

Представленная работа дополняет существующие расчетные методики подобных нетрадиционных индукционных электрических машин и электромеханических систем и позволяет более точно и полно анализировать процессы при пуске электрической машины, стационарной работе и в режиме электромагнитного торможения.

Список литературы

1. Самойлович Ю.А. Кристаллизация слитка в электромагнитном поле. М.: Металлургия, 1986.
2. Акименко А.Д., Орлов Л.П., Скворцов А.А., Шендеров Л.Б. Непрерывное литье во вращающемся магнитном поле. М.: Металлургия, 1971.
3. Пат. 2112626 РФ. Способ непрерывного литья заготовок//В.Н. Тимофеев, Р.М. Христинич//Открытия. Изобретения. 1998. № 16.
4. Христинич Р.М. Электромагнитны расчет электрической машины с цельнометаллическим твердо-жидкостным ротором//Электричество. 1998. № 6. С.34–39.
5. Аленицын А.Г., Бутиков Е.И., Кондратьев А.С. Краткий физико-математический справочник. М.: Наука, 1990.

ХРОНИКА

ВЭЛК-ЭЛЕКТРО-99

В период с 29 июня по 3 июля 1999 г. в Москве проходил **Всероссийский электротехнический конгресс** с международным участием ВЭЛК-99 под девизом «На рубеже веков — итоги и перспективы» и Международная выставка «ЭЛЕКТРО-99».

Организаторы — «ВЭЛК-ЭЛЕКТРО-99» — Российская Академия наук, Правительство Москвы, Академия электротехнических наук Российской Федерации, Международная академия электротехнических наук, ЗАО «Экспоцентр», а также МЭК, ЮНЕСКО, ЮНИДО.

Пленарное заседание ВЭЛК проходило в помещении мэрии г.Москвы, а выставка в павильоне 1 Выставочного комплекса на Красной Пресне.

В работе ВЭЛК-99 и ЭЛЕКТРО-99 приняли участие крупные ученые и специалисты ряда стран и фирм.

Работа секций Конгресса проводилась в пяти секциях:

1. Производство, передача и распределение электроэнергии.
2. Высоковольтное оборудование и силовая электроника.
3. Промышленные электротехнические системы и их компоненты.
4. Электротехнология.
5. Электротехнические системы транспорта и космической техники: настоящее и будущее.

На пленарном заседании выступили почетный Президент РАО «ЕЭС России», член-корреспондент РАН А.Ф.Дьяков («Электроэнергетика России на рубеже ХХI века»), генеральный директор АО «Мосэнерго» Н.И. Серебряников («Мосэнерго: стратегия вхождения в ХХI век»), заместитель министра по атомной энергии, академик РАН В.Н Михайлов («Атомная энергетика России в ХХI веке»), академики РАН К.С.Демирчян («Адаптивные электродинамические системы как основа технологий ХХI века») и И.А.Глебов («Современное состояние и пути дальнейшего развития электромашиностроения»), председатель Госстандарта России Г.П.Воронин («Проблемы стандартизации в обеспечении электромагнитной совместимости»),

заместитель министра путей сообщения РФ А.Н.Кондратенко («Тяговый подвижной состав ХХI века для железнодорожных дорог России»), член-корреспондент РАН, главный консультант РКК «Энергия» Б.Е.Черток («Основные проблемы космической электроэнергетики»), президент МАЭН В.А.Альтов («Использование сверхпроводимости — магистральное направление развития электротехники и электроэнергетики ХХI века»), начальник Управления энергетики ОАО «Газпром» Г.Р.Шварц. С приветствием к участникам Конгресса обратился заместитель Генерального директора ЮНЕСКО Г.З.Юшкевичус, выступивший затем с увлекательным докладом «Этические и правовые аспекты развития новых информационных и коммуникационных технологий».

ТЕМАТИКА ВЫСТАВКИ

Электроэнергетика ХХI века.

Производство и распределение электроэнергии.

Электроинфраструктура мегаполисов.

Телекоммуникационные и информационные системы.

Высоковольтное оборудование и силовая электроника.

Электротехника в промышленности, сельском хозяйстве и быту.

Электротехнические системы транспорта: автомобильного, железнодорожного, водного, авиационного, городского и промышленного.

Электротехника и электроника в космосе.

Электротехника и электроника в медицине.

Светотехника.

Оборудование для энергосбережения. Автономные электроэнергетические установки.

Электросварочное и электротермическое оборудование и приборы.

Кабельная техника и электротехнические материалы.

Метрология и испытательное оборудование в электротехнике.

Развитие и интеграция мировой системы образования и научных исследований в электротехнике.

В следующем номере журнала будет дан анализ докладов, заслушанных на заседаниях секции №3.

Сведения о работе других секций будут опубликованы по мере их поступления.

В связи с неоднозначностью восприятия статьи Бихмана Р.И. «Линейный электромагнитный двигатель» («Электротехника» №7 за 1999 г.) журнал открывает дискуссию.

Редактор отдела О.В. Кунавина

Научный редактор Л.А. Романова

Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 07.06.99. Подписано в печать 15.07.99. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 48

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

05н

Индекс
71111



26-29 октября 99

Новосибирск

Всесибирская политехническая выставка

Международная специализированная
выставка в области энергетики и
электротехники

Вторая международная выставка
технологий и оборудования для
обеспечения промышленных и бытовых
потребителей природным газом

Одновременно пройдут выставки

Работает постоянно-действующая выставка-конкурс
"НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, ИННОВАЦИИ, ИНВЕСТИЦИИ —
НОВОСИБИРСК XXI ВЕКУ". Тел. (3832) 10-62-90, 10-62-94

Россия, 630000, Новосибирск,
Красный проспект, 220/10
Москва, 120422, Тимирязевская, 1

Тел.: (3832) 10-62-90, 10-62-94
Факс: (3832) 10-62-92, 25-98-45
Тел./факс: (095) 211-26-25, 211-38-56

ISSN 0013-5860 Электротехника. 1999. № 9. 1—64