

ISSN 0013-5860

Э *ЭЛЕКТРОТЕХНИКА* **8** 2000



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

№ 8 АВГУСТ 2000

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

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В.,
МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета),
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛО-
ВАЦКИЙ 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

E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с
точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов
редакция ответственности не несет.

© «Электротехника», 2000 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Отечественная электромеханика на пороге XXI века	1
Иванов-Смоленский А.В., Копылов И.П., Лопухина Е.М., Се- менчуков Г.А., Сентюрихин Н.И. Перспективы развития элек- тромеханики в XXI веке	1
Абакумов А.М., Высоцкий В.Е., Макаричев Ю.А., Семичаст- нов В.Г., Шварц Г.Р. Совершенствование электромеханичес- ких систем транспорта газа на базе мощных синхронных двигателей	4
Медведев В.Т., Юргенсон Т.С., Полухин В.Ф. Виброакустика электрических машин и окружающая среда	6
Шмелев В.Е., Сбитнев С.А. Математическая основа конечноэ- лементных пространственно-фазовых методов анализа элект- ромагнитных полей в электромеханических устройствах	13
Казаков Ю.Б., Щелыкалов Ю.Я. Анализ и синтез конструкций электрических машин с учетом взаимного влияния физичес- ких полей	16
Потапов Л.А., Максимцев Е.И. Полевой подход к расчету элек- тромеханических устройств с немагнитными роторами	20
Беляков П.Ю., Писаревский Ю.В., Титова Л.Н. Теоретический анализ диагональной обмотки	24
Хайруллин И.Х., Исмагилов Ф.Р., Саттаров Р.Р. Электромаг- нитные демпферы с продольными прорезями полого ротора ...	27
Анненков А.Н., Орлов В.В. Многоэлементный плоский двига- тель с массивным дисковым ротором	29
Вильданов К.Я., Забора И.Г., Трутко Д.И., Учуваткин Г.Н., Казанский С.Б. Асинхронные двигатели для герметичных объектов	33
Федотов А.И., Каримов Р.Р. Метод мгновенной коммутации токов для расчета переходных процессов в выпрямительной нагрузке	36
Черных И.В., Сарапулов Ф.Н., Карась С.В., Захарченко П.И. Моделирование многодвигательного линейного асинхронно- го электропривода конвейерного поезда	40
Гайтов Б.Х., Прасько Д.Г., Гайтова Т.Б. Разработка многофаз- ных трансформаторов	42
Болюх В.Ф. Электромеханический импульсно-индукционный ускоритель с криогенным охлаждением	45
Сабинин Ю.А., Денисова А.В. Выбор оптимальной скорости электродвигателя позиционного привода, участвующего в движении объекта	52
Мощинский Ю.А., Петров А.П. Оптимизация динамических ре- жимов работы асинхронного конденсаторного двигателя с регулируемой емкостью	55
Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Тутаяв Г.М. Асинхронизированный вентильный двигатель с поддержани- ем неизменного результирующего магнитного потока	59
Лев Поликарпович Петров	63
НАШИ ЮБИЛЯРЫ	
Владимир Иванович Ключев	64

Отечественная электромеханика на пороге XXI века

В мае 1999 г. в МЭИ /Технический университет/ состоялась научно-техническая конференция, посвященная 100-летию со дня рождения чл.-кор. АН СССР, проф. Г.Н.Петрова, которая подвела итоги и наметила перспективы развития отечественной электромеханической школы.

Конференция собрала ученых-электромехаников из многих городов России, Украины и др. В работе конференции приняло участие более 200 человек, представлено 40 докладов.

Авторы продемонстрировали глубокий анализ проблем электромеханики и наметили перспективы развития наиболее важных направлений, таких как совершенствование отдельных электромеханических элементов и комплексных систем, использующих последние достижения полупроводниковой и микропроцессорной техники, компьютерного обеспечения, т.е. всего того, что позволяет в XXI веке осуществить серьезный прорыв в создании комплексных устройств, обеспечивающих качественный скачок в подавляющем числе отраслей промышленности.

На конференции была отмечена необходимость приоритетного развития создания новых активных и конструкционных материалов, без прогресса в области которых невозможно достижение принципиально нового уровня надежности.

Было показано, что несмотря на тяжелое, а подчас и кризисное, положение ряда отраслей промышленности России, производственный, технологический и научный потенциал организаций электромеханического профиля позволил сохранять, а в ряде случаев и укрепить, достойное место электромеханической индустрии и науки в мире.

Вместе с тем конференция отметила, что без централизации управления, особенно в производственной сфере, разобщенность предприятий приводит к неоправданной расточительности в области технологического обеспечения производства электромеханических преобразователей. Производственные предприятия предпринимают значительные усилия по укреплению и налаживанию связи с ведущими иностранными фирмами с целью обеспечения выхода конкурентоспособной продукции на мировой рынок.

Подводя итоги прошедшей юбилейной конференции, можно с уверенностью сказать, что стабильность электромеханической отечественной школы в большой мере обусловлена тем заделом, который создали ведущие электромеханики страны и среди них яркой фигурой был и остается чл.-кор., профессор Г.Н.Петров.

В настоящем номере журнала опубликованы статьи по материалам докладов, заслушанных на конференции, а также статьи Болюха В.Ф., Сабина Ю.А., Денисовой А.В.; Мошинского Ю.А., Петрова А.П., и Копылова И.П., Сонины Ю.П., Гуляева И.В., Гутева Г.М., относящиеся к этой тематике.

Перспективы развития электромеханики в XXI веке

ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А.В., КОПЫЛОВ И.П., ЛОПУХИНА Е.М., СЕМЕНЧУКОВ Г.А.,
СЕНТЮРИХИН Н.И.

Современная электромеханика основана на фундаментальных физических законах, она имеет комплексный системный и всеобъемлющий характер, многофункциональна и целиком охватывает процесс производства, транспортировки, распределения и потребления электроэнергии — самой удобной энергии в плане передачи и преобразования в другие виды.

Мировое производство электроэнергии к настоящему времени превысило 0,1% энергии, получаемой планетой от Солнца, а к концу XXI века может вырасти до 0,4—0,5% и более. К концу XX века промышленное производство электроэнергии держится на «трех китах»: ТЭС, ГЭС,

АЭС. Все они, несмотря на их крайнюю необходимость для цивилизации, индустрии и прогресса, наносят или могут нанести непоправимый вред окружающей природе и самой жизни людей на планете Земля. Доля других (альтернативных) источников электрической энергии в общем балансе пока крайне незначительна. Сейчас для покрытия потребностей в электроэнергии сжигается приблизительно 2 т угля (нефть, мазут, газ и др. пересчитаны на уголь по теплотворности) на душу населения в год. Дальнейший рост ее потребления крайне быстро истощит все имеющиеся планетарные запасы горючего, которое, кстати, гораздо выгоднее тратить на хи-

мический синтез. Конечно, у ТЭС есть еще некоторые резервы. Так, средний КПД тепловых электростанций пока не превышает 51%. И хотя из современных турбогенераторов традиционной конструкции «выжато» практически все (КПД > 99%), все же имеются некоторые резервы для экономии топлива. В принципе, оставшиеся к середине следующего века ТЭС должны стать универсальными по отношению к горючему, т.е. работать не от какого-то одного его вида, а от всех, причем желателен переход на ископаемые менее ценные, такие как торф, горючие сланцы, битумизированные пески и др.

Плотинные ГЭС, особенно на равнинных реках, хотя и работают на возобновляемых источниках энергии, но подвергают затоплению, а также подтоплению большие участки наиболее плодородных земель, крайне необходимых для сельского хозяйства. ГЭС на горных реках опасны при землетрясениях и других природных катаклизмах. В качестве альтернативы традиционным ГЭС в XXI веке могут выступить тихоходные генераторы бесплотинных электростанций, использующие низкопотенциальную энергию равнинных рек, морских течений приливную и волновую энергию морей. С их помощью можно создавать экологически чистые автономные энергетические системы.

Современные АЭС считались самым перспективным направлением развития энергетики будущего века. Однако Чернобыльская катастрофа показала всю их опасность и несовершенство конструкции. Конечно, в XXI веке без АЭС не обойтись, но наверное надо либо «загнать» их глубоко под землю, либо вообще отправить в Космос, что потребует разработки беспроводных линий передачи энергии. Кроме того, пока существует неразрешимая проблема с радиоактивными отходами топлива АЭС, их утилизацией и хранением. Возможный выход — создание каскадных АЭС, каждая последующая из которых работает на отходах предыдущей, дожигая оставшиеся радиоактивные элементы.

Значительно большее распространение в энергетике будущего должны получить другие, экологически чистые источники энергии, работающие от возобновляемых энергоносителей. Это ветроэнергетические установки (ВЭУ), электростанции с фотоэлектрическими элементами, использующие солнечную энергию (СЭС), электростанции, использующие геотермальную энергию (ГТЭС). Может быть, новый импульс в развитии получат и МГД генераторы, что пока тормозится несовершенством уровня современной технологии. Если уж совсем не ограничивать фантазию — к концу века могут научиться использовать и какие-то новые виды космической энергии, энергию ядерного синтеза, термоядерную энергию, запасенную в воде, а может быть и гра-

витационную энергию. И все это потребует разработки принципиально новых электромеханических комплексов и систем.

Нужно не только увеличивать производство электроэнергии, но и постоянно учиться ее экономить. Первейший способ для этого — максимально возможное повышение КПД и коэффициента мощности. Этот путь традиционен, но он, к сожалению (или к счастью?), требует все больших и больших усилий электромехаников с каждым новым шагом. Сохранение энергии при передаче и распределении потребует дальнейшего совершенствования конструкций трансформаторов, перевода их на аморфные стали с пониженным уровнем удельных потерь, повышение мощности единичного агрегата, применение в трансформаторах форсированных систем охлаждения. Кроме того, будет необходимо всемерно внедрять энергосберегающие технологии во всех без исключения областях индустрии, по возможности исключать преобразование одного вида энергии в другой без крайней необходимости, так как это всегда снижает КПД устройства.

Вся последовательность работ инженеров и ученых электромехаников в XXI веке: научные исследования, изобретательская деятельность, конструирование, проектирование, разработка технологий, — должна строиться на основе максимального приближения их эксплуатационных характеристик к требованиям потребителя. В то же время весь этот комплекс работ должен быть тщательно обоснован с точки зрения производства и экономики в целом.

В XXI веке произойдет значительное перераспределение объемов выпуска по типам и конструкциям машин, выпускаемым промышленностью в настоящее время. Развитие техники и технологии приведет к повышению удельного веса машин с более высокими энергетическими массогабаритными показателями. Широкое распространение получит интеграция электрических машин с силовой и управляющей электроникой нового поколения, что позволит иметь высокоэффективное управление, самонастраивающиеся интеллектуальные приводы для «умных» устройств будущего. Электроника не только расширит функциональные возможности электрических машин, но и оптимизирует сам процесс преобразования энергии в них, например, как это достигается на современном этапе в вентильных индукторных двигателях. Нельзя не вспомнить о том, что к концу будущего века весь транспорт должен быть переведен на электрическую (либо какую-то другую, но не бензиновую тягу).

Безусловно, новый импульс в развитии получат машины со сверхпроводниковыми обмотками, особенно высокотемпературными, работающими на жидком азоте. Новые, более мощные и стабильные постоянные магниты расширят об-

ласть применения небольших синхронных машин и машин постоянного тока. Наступает время и машин с ферромагнитными обмотками взамен медных, особенно в массовых сериях двигателей мощностью до нескольких киловатт. Запасы меди на Земле ограничены. При современном уровне потребления меди ее хватит лишь лет на 25 (с учетом утилизации на 35). А что потом?

Нельзя забывать о бурном развитии автоматики и робототехники и других специфических направлений жизнедеятельности человека. Решение задач этих отраслей всегда требовало от электромеханики нетривиальных и «прорывных» усилий. Здесь могут появиться электрические машины, основанные на новых принципах преобразования энергии. Дальнейшее развитие получат высокоточные многокоординатные шаговые двигатели, двигатели с использованием пьезоэффекта и магнитоstriction, с гибкими и катящимися роторами, линейные и возвратно-поступательные двигатели, двигатели с произвольной траекторией перемещения подвижного элемента, емкостные двигатели и генераторы, накопители энергии, импульсные двигатели, параметрические электромеханические преобразователи, электрогазодинамические машины, магнитокумулятивные генераторы и т.д.

В области расчета электрических машин появятся принципиально новые и будут значительно усовершенствованы имеющиеся методики и алгоритмы, моделирующие поведение всего многообразия типов электрических машин во всех режимах работы. Потребуется универсальные методы, позволяющие проводить расчет практически для любого режима работы электрической машины без грубых допущений. Будут созданы универсальные программные продукты для ЭВМ новых поколений, учитывающие все основные нюансы теории, работающие по интерактивному принципу и позволяющие по имеющимся лишь исходным данным получить необходимый набор поверочных, проектных и оптимизационных расчетов с учетом: технических параметров, технологических решений, конструкторских проработок, надежности, вопросов изготовления, эксплуатации и ремонта. Быстрое расширение возможностей ЭВМ позволит в режиме реального времени решать трехмерные полевые задачи для всех полей в электрической машине: магнитных, тепловых и механических. Широкие возможности для быстрого моделирования электромагнитных процессов в электрических машинах открывает метод «зубцовых контуров», основанный на полевом подходе к расчету. Можно будет автоматически получить комплекты необходимых чертежей, списки основного и вспомогательного оборудования для производства и необходимую техническую, технологическую и экономическую документацию. Получат широкое распро-

странение интегрированные системы автоматизированного проектирования, технологической подготовки процесса производства электрических машин по заданным исходным данным.

В электротехнической промышленности появятся полностью автоматизированные заводы с гибкими производственными циклами и линиями, позволяющими легко и быстро менять номенклатуру выпускаемых изделий в соответствии с изменением потребности в них. Наконец сбывается основная мечта рачительного хозяина, когда производство изделий полностью сравняется с потребностью в них.

В условиях требований повышения качества и надежности перспективных электрических машин для нужд человека будущего резко возрастут роль и значение технологии и организации их производства. Прежде всего, в глобальном масштабе должны быть переработаны основные и вспомогательные ряды мощностей, частот вращения и т.д. для наиболее полного удовлетворения нужд хозяйственной деятельности человека. Необходима глубочайшая унификация всех электротехнических изделий. В производстве изделий электротехники будут, с одной стороны, использованы новые материалы со значительно улучшенными свойствами, с другой стороны, будет происходить замена дефицитных материалов более распространенными и дешевыми. Подшипники больших машин должны стать бесконтактными — магнитными или на основе сверхпроводников. Появятся принципиально новые технологии производства электрических машин, возможно значительно менее энергоемкие и такие, пока еще «экзотические», как технологии слоистых полупроводников, волоконной оптики, электролитического наращивания деталей требуемой формы, использование сплавов с запоминанием формы.

Широкое развитие получают малоотходные и безотходные технологии производства. Должны быть разработаны и внедрены в производство полностью утилизируемые электрические машины, которые после выработки своего ресурса смогут служить исходным материалом для создания новых.

Крайне ограниченный объем предлагаемой статьи не позволяет коснуться еще очень многих аспектов и гигантских перспектив электромеханики и ее увеличивающейся роли в XXI веке.



Иванов-Смоленский Алексей Владимирович — профессор кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), институт электротехники. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1944 г. В 1966 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме «Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование».



Копылов Игорь Петрович — профессор кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), институт электротехники. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1952 г. В 1976 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме «Двигатели-усилители».



Семенчуков Геннадий Алексеевич — доцент кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), институт электротехники. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1962 г. В 1970 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Анализ оптимальных соотношений в асинхронных конденсаторных микродвигателях».

Лопухина Елена Моисеевна — старший научный сотрудник кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), институт электротехники. Окончила электромеханический факультет МЭИ в 1941 г. В 1947 г. защитила в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Теоретическое и экспериментальное исследование асинхронных двигателей с полым ротором».



Сентюрихин Николай Иванович — доцент кафедры электромеханики МЭИ (ТУ), институт электротехники. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1974 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Разработка методов улучшения технико-эксплуатационных показателей асинхронных двигателей с экранированными полюсами».



Совершенствование электромеханических систем транспорта газа на базе мощных синхронных двигателей

АБАКУМОВ А.М., доктор техн. наук, проф., ВЫСОЦКИЙ В.Е., МАКАРИЧЕВ Ю.А., СЕМИЧАСТНОВ В.Г., ШВАРЦ Г.Р., кандидаты техн. наук

Проблема повышения эффективности функционирования электромеханических преобразователей, увеличения срока службы и ресурса основного электрооборудования, используемого в нефтегазовой промышленности, приобретает в современных условиях особую остроту.

Важными задачами, связанными с указанной проблемой, являются оптимизация энергетических режимов работы синхронных двигателей (СД), вибрационная диагностика оборудования электроприводных газоперекачивающих агрегатов (ГПА) компрессорных станций (КС) магистральных газопроводов, разработка систем электромагнитного подвеса роторов СД.

Повышение эффективности работы узлов электрической нагрузки КС может быть достигнуто за счет оптимизации алгоритмов управления возбуждением СД. Систему автоматического регулирования возбуждения (АРВ) СД, как показывает опыт эксплуатации энергетического оборудования КС, целесообразно строить замкнутой по углу нагрузки θ двигателя или по реактивной мощности Q узла нагрузки.

С учетом особенностей действующих на объект возмущений можно выделить системы АРВ, для

которых типичными являются скачкообразные изменения возмущающего воздействия. В качестве критерия оптимизации для рассматриваемых систем следует принять максимальное отклонение стабилизируемой координаты в переходном процессе, вызванном скачкообразным возмущающим воздействием

$$J = \max x_0 \rightarrow \min,$$

где x_0 — обобщенная выходная координата, $x_0 \in \theta, Q$.

Систему АРВ целесообразно строить на основе принципа подчиненного регулирования координат с введением внутреннего контура, замкнутого по току возбуждения двигателя с компенсацией "большой" постоянной времени обмотки возбуждения. Внешний контур системы замыкается по основной регулируемой величине. В результате анализа динамических характеристик внешнего контура установлено, что при использовании различных типовых настроек, широко используемых в теории модального управления, наилучшие оценки по принятому критерию обеспечивает настройка на модульный оптимум.

В качестве другой группы объектов можно вы-

делить системы АРВ СД, работающие в условиях случайных возмущений. При синтезе системы рассматривались математические модели возмущений в виде "белого шума", а также случайный процесс с экспоненциально-косинусной корреляционной функцией:

$$K_{\varphi}(\tau) = D_{\varphi} e^{-\alpha\tau} \cos \beta\tau,$$

где D_{φ} — дисперсия случайного процесса; α — показатель затухания корреляционной функции; β — частота изменения корреляционной функции.

Критерий оптимизаций в этом случае целесообразно формировать в виде квадратичной формы, учитывающей среднее значение квадрата отклонения стабилизируемой координаты $\langle x_0^2 \rangle$ и ограничения на мощность $\langle U^2 \rangle$ управления,

$$J = m^2 \langle x_0^2 \rangle + \langle U^2 \rangle,$$

где m — множитель Лагранжа, подлежащий определению.

На основе процедур синтеза, учитывающих ограничения, связанные с условиями устойчивости системы, получены оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы управления для указанных моделей возмущения. Установлено, что реализация оптимальных регуляторов связана со значительными техническими сложностями, и в качестве квазиоптимального алгоритма управления возбуждением СД может быть принят пропорционально-дифференциально-интегральный закон управления. При этом потери качества по сравнению с оптимальным управлением при не жестких ограничениях на управление не превышают единиц процента.

В современных условиях наиболее перспективным является построение систем управления СД на основе средств микропроцессорной техники, обеспечивающих, в том числе, программную реализацию полученных выше оптимальных регуляторов системы АРВ.

Использование средств микропроцессорной техники открывает новые возможности повышения качества регулирования: существенно упрощается и становится технически оправданной реализация адаптивных алгоритмов управления возбуждением с учетом основных нелинейностей объекта управления; возможно автоматическое изменение сигнала задания системы АРВ с учетом оптимальных суточных графиков потребления реактивной мощности, определяемых энергосистемой, и др.

Решение проблемы продления срока службы электроприводных ГПА в условиях возрастания требований, предъявляемых к их эксплуатационному состоянию, возможно за счет оптимизации показателей надежности, долговечности и ремонтопригодности.

Одной из важнейших причин снижения надежности ГПА, работающих в составе КС, явля-

ется вибрация нагруженных частей, узлов и деталей.

Особую значимость в этом плане приобретают системы вибрационной диагностики, способные в автоматическом режиме распознавать и локализовать дефекты в ранней стадии их развития.

Разработана методика исследования технического состояния СД с использованием тестового диагностирования, математических моделей дефектов, алгоритмов и программ диагностирования применительно к системам непрерывного автоматизированного контроля. Создание методических и программных средств позволяет идентифицировать зоны интенсивной вибрации, выявлять и локализовать большинство механических и других дефектов, влияющих на прочностные характеристики и показатели надежности работы СД.

Получена математическая модель такого дефекта, как вынужденные изгибные колебания ступенчатого ротора под воздействием остаточного дисбаланса. Этот дисбаланс на симметричном гибком роторе обусловлен распределенной по всей длине нагрузкой, вызванной плавным изменением эксцентриситета, а также смещением клиньев ротора от тепловых или центробежных усилий. Разработаны математические модели симметричного и кососимметричного дисбаланса, а также таких дефектов, как дисбаланс конструкции СД, обусловленный смещением центров масс статора и ротора в плоскости поперечного сечения относительно осей вращения, который приводит к возникновению их крутильных и возвратно-поступательных движений.

Дифференциальные уравнения электромагнитных и электромеханических процессов для системы координат, вращающейся с произвольной скоростью, позволяют исследовать колебательный процесс с учетом податливости опор, неравномерности зазора, сил одностороннего магнитного тяжения, вихревых контуров бочки ротора.

Разработаны методы анализа устойчивости, вынужденных и самовозбуждающихся колебаний, учитывающие сложную структуру ротора СД совместно с нелинейностью упругих и демпфирующих свойств масляной пленки.

Проведены экспериментальные исследования электромагнитных, электромеханических и вибрационных процессов при пуске СД. Определены параметры, влияющие на возникновение ударных вибраций, выявлены диагностические признаки и создана методика диагностирования отклонения параметров от норм.

Разработаны алгоритмы аппаратной обработки и анализа диагностической информации, а также алгоритм диагностирования состояния ГПА в переходных режимах и выдачи обслуживающему персоналу рекомендаций по устранению неисправностей элементов СТД-12500.

В последнее время для создания магнитных опор крупных энергетических установок (насосов, компрессоров, электродвигателей и т.п.), стал широко использоваться принцип электромагнитной левитации (парения), что связано в первую очередь с бурным развитием микропроцессорных систем управления электромагнитами.

Важнейшими достоинствами электромагнитных подшипников являются: низкий коэффициент "трения" опоры; отсутствие смазывающей жидкости; возможность гашения широкого спектра вибраций ротора; полное отсутствие износа и ресурс работы не менее ресурса электродвигателя.

Наиболее полно преимущества ЭМП проявляются в высокоскоростных агрегатах с частотой вращения 3000 об/мин и выше. На таких частотах вращения коэффициент трения снижается более чем в 10 раз.

Отметим, что экономический эффект может быть получен за счет: экономии топлива; экономии масла и отсутствия маслосистемы; экономии на регламентных и профилактических работах; отсутствия изнашивающихся частей и необходимости их замены; значительного повышения срока эксплуатации и др.

Расчетный годовой экономический эффект от замены подшипников на одном агрегате СТД-12500 — насос составляет более 60 тыс. дол. США, а срок окупаемости при замене всех подшипников на одном агрегате ГПС — около 2,6 года.

Кроме стоимостного экономического эффекта, замена подшипников на электромагнитные

повышает экологическую и противопожарную безопасность ГПА. Переход на электромагнитный подвес повышает общую технологическую культуру транспортировки газа и относится к высоким технологиям, освоенным лишь передовыми технически развитыми странами (США, Франции, Япония).

Абакумов Александр Михайлович — заведующий кафедрой "Электромеханика и нетрадиционная энергетика" СамГТУ. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1965 г. Защитил в 1997 г. докторскую диссертацию по теме "Математическое моделирование и управление упругими деформациями динамических систем механического оборудования".

Высоцкий Виталий Евгеньевич — доцент СамГТУ. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1971 г. Защитил в 1982 г. кандидатскую диссертацию по теме "Исследование динамических режимов вентильного двигателя постоянного тока".

Макаричев Юрий Александрович — доцент кафедры "Электромеханика и нетрадиционная энергетика" СамГТУ. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1978 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование высокоскоростного электродвигателя постоянного тока с гладким якорем".

Семичастнов Валерий Георгиевич — директор РНУ "Самаратрансгаз". Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1972 г.

"...И в науке известны случаи, когда большой ученый является большим организатором коллективной научной работы".

П.Л. Капица

Виброакустика электрических машин и окружающая среда

МЕДВЕДЕВ В.Т., доктор техн. наук, ЮРГЕНСОН Т.С., ПОЛУХИН В.Ф., кандидаты техн. наук

МЭИ

Немногим более 170 лет прошло с тех пор как М.Фарадей впервые предложил принцип построения электродвигателя. В настоящее время мы уже не можем представить свою жизнедеятельность без широкого использования электрических машин.

Использование электрических машин постоянного и переменного тока, имеющих различные конструктивные исполнения, рабочие характеристики, массогабаритные показатели и принцип действия, произвело в ряде отраслей промышленности настоящую техническую революцию. Вместе с тем научно-технический прогресс

требует от ученых и специалистов создания все более мощных генераторов, трансформаторов и электродвигателей, а также электрических машин (ЭМ) малой и средней мощности специального назначения. Параллельно с решением задач по организации массового производства ЭМ специалисты различных научных центров проводили работы по повышению качества выпускаемой продукции.

В этой связи следует выделить одно из наиболее сложных и важных направлений исследований, которым является обеспечение требуемого уровня шума и вибрации электрических машин и трансформаторов.

Первые попытки в этом направлении начали предприниматься еще в начале XX столетия. Однако достаточно ощутимые результаты были достигнуты только в послевоенные годы.

В этот период в нашей стране начали возрождаться научные школы, в которых активизировалась работа вузовских ученых. В ряде вузов страны шло формирование новых научных направлений, которые возглавляли видные советские ученые. Например, ужесточение требований, предъявляемых к электрическим машинам, которые использовались для электроприводов в отечественном телевидении (1950 г.), делавшем первые шаги, послужило основанием для создания в МЭИ научной школы виброакустики электрических машин под руководством члена-корреспондента АН СССР, доктора техн. наук, проф. Георгия Николаевича Петрова.

Поставленная задача по снижению уровня шума коллекторных машин, используемых для перемещения штативов и телеаппаратуры, была успешно решена учениками Г.Н.Петрова, среди которых следует отметить Н.В.Астахова, ставшего впоследствии профессором и руководителем научной лаборатории виброакустики электрических машин. Работы по обеспечению требуемых уровней шума и вибрации ЭМ, выполненные в интересах различных отраслей народного хозяйства под руководством профессора Н.В.Астахова, послужили основанием для принятия правительством страны и Госкомитетом по науке и технике решения об организации в МЭИ проблемной лаборатории электромеханики. Среди основных задач, поставленных перед этой лабораторией, было обеспечение заданных виброакустических характеристик (ВАХ) специальных ЭМ. Сложность и широта исследований предопределили формирование научного коллектива лаборатории и ее материально-техническое оснащение. Введение в эксплуатацию двух испытательных камер, имитирующих свободное звуковое поле, в сочетании с измерительными комплексами фирм "Брюль и Кьер" и RFT, а также измерительными приборами отечественных фирм позволили создать испытательный центр, в рамках которого проходили апробацию оригинальные методы и методики исследований и доводки испытуемых объектов до требуемого уровня по вибрации и шуму. Коллектив лаборатории принимал самое непосредственное участие в разработке, производстве и испытаниях ЭМ для отечественных подводных лодок и автономных объектов. Оригинальные научно-технические решения, предложенные учеными и специалистами лаборатории, способствовали выполнению требований по виброакустике, предъявляемых к ЭМ, устанавливаемым на субмаринах, и тем самым повышались скрытность и живучесть объектов. Наряду с разработкой погружных ЭМ для ав-

тономных объектов коллективом лаборатории разработаны математические модели, методы и методики проектирования, изготовления, испытания и экспериментальных исследований различных ЭМ, работающих при несимметричном и несинусоидальном напряжении питания, в переходных режимах, при значительном изменении нагрузки и т.д.

Исследованиями охвачен практически весь спектр ЭМ (от микромашин до крупных гидро- и турбогенераторов).

Результаты научных исследований коллектива успешно внедрены в НИИ и на ведущих электромашиностроительных предприятиях бывшего СССР и РФ: "Электромашина", г.Прокопьевск, ВНИИЭМ, ЛЭЗ (г.Лобня), "Псковэлектромаш" (г.Псков), ВНИПТИ НПО "Динамо", СКБ ХЭЛЗ и ХЭМЗ (г.Харьков), НИИ "Электромаш" (г.Ереван), ПО "Укрэлектромаш", ЦНИИСЭТ, ВНИПТИЭМ, завод "Эльфа" (г.Вильнюс), ПО "Южэлектромаш" (г.Новая Каховка) и многих других.

Кроме того, научные достижения легли в основу ряда ТУ, МРТУ и включены в решения Минэлектротехпрома, Минсудпрома, Минсредмаша и ряда других министерств и ведомств, что способствовало росту авторитета коллектива.

Авторские свидетельства и патенты, дипломы и медали различных международных и отраслевых выставок, а также экономический и социальный эффекты — далеко не полный перечень достижений коллектива лаборатории виброакустики. Все это свидетельствует о слаженной работе нескольких поколений коллектива.

По результатам научных исследований в области обеспечения требуемых ВАХ ЭМ, выполненных в лаборатории за период с 1950 г. по настоящее время, защищено 43 кандидатских и докторских диссертации, подготовлено более 250 дипломных работ. Среди ученых, защитивших диссертационные работы, 12 человек являются представителями как сейчас принято говорить дальнего зарубежья. Многие из них возглавляли и возглавляют крупные научные лаборатории, центры и предприятия.

За цикл научно-исследовательских работ по созданию ЭМ с заданными ВАХ для спецтехники коллектив исследователей лаборатории виброакустики стал лауреатом конкурса на лучшую НИР, выполненную в высших учебных заведениях СССР (1988 г.).

Эволюционные процессы в обществе не могли не сказаться на работе лаборатории. Резкое сокращение выпуска продукции электромашиностроения и других предприятий, использующих ЭМ и трансформаторы в качестве комплектующих изделий, стало причиной переориентации ученых и специалистов лаборатории виброакустики на решение комплексных задач экологичес-

кой безопасности жизнедеятельности.

Погоня за быстродействием, увеличением энергоемкости, автоматизацией процессов и т.п. привели к росту негативного влияния различных антропогенных факторов на окружающую среду. Среди этих факторов особую роль играют вибрации и шумы, так как агрессивность шума как фактора акустического дискомфорта проявляется в увеличении риска заболеваний: сенсорной и информационной перегрузки; стресс-факторов; снижении слуховой чувствительности; расстройстве центральной нервной и сердечно-сосудистой систем и др.

Негативный характер воздействия шума усугубляется кумулятивностью этого процесса. Превышение нормируемых значений шума на 15–30 дБ на частотах 4–8 Гц или на 12–20 дБ на 10–20 Гц в сочетании с большими физическими нагрузками приводит к снижению метаболической активности клеток миокарда, к увеличению скрытого времени рефлекторных реакций и к другим отклонениям в состоянии здоровья.

Не меньшую опасность для человека и окружающей среды представляет вибрационное загрязнение. Распространение вибрации в жизнедеятельности человека сопровождается возникновением резонансов. Опасность резонансных явлений в инфразвуковом и низкочастотном (до 60 Гц) диапазонах значительно усугубляет негативный характер вибрационного воздействия на человека, так как основные органы (сердце, голова, позвоночник и др.) имеют собственные частоты колебаний в диапазоне от 4 до 60 Гц.

Даже кратковременное воздействие инфразвуковых вибраций на частотах 4,6 и 16 Гц могут вызвать увеличение скрытого периода рефлекторных реакций, рост давления в теменной области, а также заторможенное состояние. На рис.1 представлена диаграмма негативного влияния различных антропогенных факторов на здоровье населения. Все это стало основанием для объединения усилий коллективов лаборатории и кафедры инженерной экологии и охраны труда в исследовании процессов, связанных с загрязнением окружающей среды.



Рис.1. Диаграмма негативного влияния различных антропогенных факторов на здоровье населения

Наличие адекватного представления о состоянии среды жизнедеятельности человека с учетом общественного мнения и социальных настроений позволяет принимать своевременные управляющие воздействия, направленные на сохранение экологического равновесия в окружающей среде (ОС), с учетом реакции общества на тот или иной процесс, нарушающий это равновесие.

Попытка перевода транспортных магистралей, трансформаторных подстанций, инженерных сооружений, оснащенных большим количеством ЭМ, под землю с целью снижения общего уровня шума в жилых районах порождает новые проблемы, такие как: инфразвуковые колебания, рост интенсивности звуковых потоков в местах расположения вентиляционных шахт и т.д.

Регулярность количественной оценки антропогенных воздействий, например шума и вибрации ЭМ, требует создания систем регулярных наблюдений за состоянием окружающей среды и отдельных объектов, позволяющих давать объективную текущую информацию, составлять прогнозы и активно воздействовать на ситуацию с целью ее улучшения и предотвращения нештатных ситуаций. Решение этой задачи связано с проведением комплексных экспериментов по изучению пространственно-временных характеристик загрязнения ОС с учетом реального вклада в этот процесс конкретных источников. Этому может служить система единого экологического мониторинга (рис.2), структурными звеньями которой являются: измерительная система, информационная система, система моделирования и оптимизации промышленных объектов, система восстановления и прогноза полей экологических и метеорологических факторов, система принятия решений и оценка риска.

Построение измерительного комплекса основывается на использовании точечного и интегрального методов измерений с помощью аппаратуры, располагающейся как стационарно (станционные посты наблюдения), так и мобильно

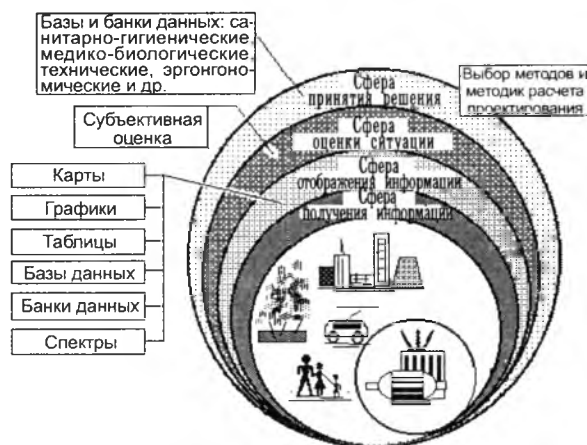


Рис. 2. Система единого экологического мониторинга



Рис.3. Реализация подсистемы виброакустического мониторинга (диагностики) ЭМ с использованием типовых приборов

(автомобили-лаборатории). Такие возможности системы в значительной степени облегчают задачу диагностирования (мониторинга) отдельных узлов, систем и агрегатов с целью недопущения развития аварийной ситуации или ухудшения экологической обстановки.

На рис.3. представлена принципиальная схема программно-аппаратной части подсистемы виброакустического мониторинга электрических машин, трансформаторов и преобразователей.

Результаты, полученные с помощью системы мониторинга, могут быть положены в основу решения задачи по обеспечению комфортных в виброакустическом отношении условий жизнедеятельности человека.

Несмотря на отличительные особенности ЭМ, все они имеют общие признаки, которые пре-

допределяют и общую природу возникновения вибрации и шума, а их различия подчеркивают характерные особенности формирования спектрального состава вибрации и шума и распространение их в ОС.

Например, широкое использование статических преобразователей привело к массовому применению регулируемых электроприводов, что, в свою очередь, повысило сложность устройств, изменило массогабаритные показатели и ухудшило виброакустические характеристики ЭМ и трансформаторов. Все это не замедлило негативно отразиться на состоянии окружающей среды.

Поэтому при решении определенных задач большое внимание уделялось исследованию влияния несинусоидальности и несимметрии напряжения на виброактивность ЭМ и трансформаторов.

В основу оригинальных математических моделей вибропроцессоров были положены методы гармонического анализа и симметричных составляющих, позволившие проанализировать электромагнитные процессы, оказывающие влияние на виброповедение ЭМ и трансформаторов.

Использование закона сохранения энергии в сочетании с методом индуктивных коэффициентов и методом проводимости зубцовых контуров (МПЗК), разработанным профессором кафедры электромеханики А.В.Ивановым-Смоленским, позволило предложить методику суммирования тангенциальных сил по зубцам статора. В результате чего получено уравнение асинхронного момента, создающего не только вращение ротора относительно статора, но и вызывающего тангенциальные вибрации в зависимости от числа пар полюсов p , пазов на роторе z_2 и параметров зубцового контура Ψ_k, w_k, z_k :

$$M_{ac} = \frac{p z_2}{4} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\Psi_k^2 \omega_k k}{z_{kk}} \cos \varphi_{kk}.$$

При этом вызываемые тангенциальными силами пульсирующие моменты обуславливают колебания угловой частоты вращения ротора в пределах одного оборота. Асинхронные моменты могут создавать провалы в механической характеристике и приводить к застреванию ротора при его разгоне или "залипанию" ротора в момент пуска.

Анализ виброактивности АД в динамических режимах также подтвердил целесообразность использования для моделирования таких процессов МПЗК, позволяющего учитывать дискретность структуры обмоток, двустороннюю зубчатость и их взаимное перемещение, скос пазов и вытеснение тока в массивных стержнях обмоток ротора и др.

Решение системы дифференциальных уравнений при расчете электромеханических переходных процессов позволяет получить временные зависимости токов, угловой частоты вращения и электромагнитного вращающего момента, имеющие важное значение для оценки виброактивности ЭМ. Система уравнений имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}([L]i) = \bar{U} - [R]\bar{i}; \\ \frac{d\Omega}{dt} = J^{-1}(M_e - M_c); \\ \frac{d\Theta}{dt} = \Omega, \end{cases}$$

где \bar{U}, \bar{i} — векторы напряжений и токов электрических цепей; $[L]$ — матрица индуктивностей машины, формируемая по предварительно найденной зависимости взаимных проводимостей зубцовых контуров от их взаимного положения; $[R]$ — матрица активных сопротивлений цепей ма-

шины; Θ, Ω — угол поворота и угловая частота ротора; J — момент инерции вращающихся частей; M_c, M_e — момент сопротивления на валу и электромагнитный момент,

$$M_e = 0,5 i^{-T} \frac{d[L]}{d\Theta} \bar{i}.$$

Работы по анализу виброактивности АД в динамических режимах нашли дальнейшее развитие при разработке математических моделей и методик проектирования многоскоростных АД, которые являются источниками низкочастотных тангенциальных вибровозмущающих сил, например, лифтовых двигателей.

Особенностью вибрационных процессов лифтовых электродвигателей являются ограниченные во времени колебательные процессы с большой амплитудой, возникающие под воздействием динамического момента с ярко выраженным поворотным характером. Ударный характер возникновения вибрации является причиной их широкого спектра, в котором наиболее выражены вибрации на собственных частотах колебаний.

Впервые было предложено проводить исследования таких машин с помощью МПЗК и метода обобщенной электрической машины (ОЭМ). Благодаря работам, проводимым на кафедре электромеханики МЭИ под руководством профессора И.П.Копылова, метод ОЭМ стал широко использоваться специалистами. Комбинированное использование этих методов позволяет, с одной стороны, детально проанализировать изменение электромагнитного момента и магнитной индукции в воздушном зазоре в различных режимах работы (МПЗК) и, с другой стороны, исследовать большое количество вариантов переходных процессов при различных соотношениях параметров двигателей (метод ОЭМ).

Комплекс выполненных работ позволил предложить математическую модель исследования, позволяющую определить зависимость виброактивности многоскоростных АД от характера нагрузок в режиме пуска и изменения числа полюсов, а также влияние нагрузки на изменение спектра динамического момента.

Реализация предложенной математической модели вибрационных процессов позволила создать оригинальную методику определения допустимого числа пазов ротора при заданном числе пазов статора по критерию исключения резонанса (совпадения собственных f_0 и вынужденных f_v частот колебаний).

Учитывая сложность физических процессов, происходящих в МПТ при импульсном питании, особенно в режиме нагрузки, и исходя из условия постоянства разности магнитных потенциалов воздушного зазора в пределах зубцового деления, было предложено выбирать в качестве элемента не полюс, а зубец. Сила, действующая на полюс, определяется по закону Ньютона как сум-

ма сил, действующих на все зубцы в пределах полюсного деления, но противоположного направления:

$$P_{\eta} = - \sum_{k=1}^{z_2} P_{\eta k},$$

где P_{η} — сила, действующая на полюс в произвольном направлении η ; $P_{\eta k}$ — сила, действующая на k -й зубец, находящийся в зоне полюсного деления в произвольном направлении η ; z_2 — число зубцов якоря.

При анализе вибровозмущений, действующих на зубец и обуславливающих вибрации и шум ЭМ, предложено радиальную силу разлагать на две составляющие — продольную P_{xk} (по оси X) и поперечную P_{yk} (по оси Y) и учитывать знакопеременный момент M_k :

$$P_{xk} = \frac{1}{2} P_{rk} \cos \alpha_k = \frac{1}{2} F_{\delta k}^2 \frac{\partial \Lambda_{\delta k}}{\partial r} \cos \alpha_k;$$

$$P_{yk} = \frac{1}{2} P_{rk} \sin \alpha_k = \frac{1}{2} F_{\delta k}^2 \frac{\partial \Lambda_{\delta k}}{\partial r} \sin \alpha_k;$$

$$M_k = \frac{1}{2} F_{\delta k}^2 \frac{\partial \Lambda_{\delta k}}{\partial r},$$

где $F_{\delta k}$ — МДС воздушного зазора k -го зубцового деления, которое создается обмоткой возбуждения $F_{о.в}$ и обмоткой якоря $F_{п.ак}$ k -го зубцового деления;

$\frac{\partial \Lambda_{\delta k}}{\partial r}$ — производная проводимости воздушного зазора для k -го зубца по направлению радиуса r .

Учитывая, что под действием вибровозмущающих сил возникают деформации конструктивных элементов ЭМ (виброперемещения), то для определения этих деформаций используется уравнение Навье:

$$GU_{j,kk} + \frac{G}{1-2V} U_{k,kj} + b_j = 0,$$

в котором V — коэффициент Пуассона; G — модуль упругости при сдвиге; b_j — тензор объемных усилий.

Проведенные исследования позволили впервые в отечественной и зарубежной практике электромашиностроения рекомендовать для практического использования метод граничных элементов МГЭ, который в отличие от других численных методов (ЧМ) требует дискретизации только границы расчетной области, что снижает на единицу размерность задачи, уменьшает количество уравнений в системе, позволяет более полно учитывать геометрию ЭМ.

Расчетная модель станины представляется поперечным сечением, внешняя и внутренняя границы которого разбиваются на конечное число граничных элементов с граничными узлами (рис.4). На граничных элементах задаются перемещения и усилия в форме кусочных интерполирующих функций между узлами элементов.

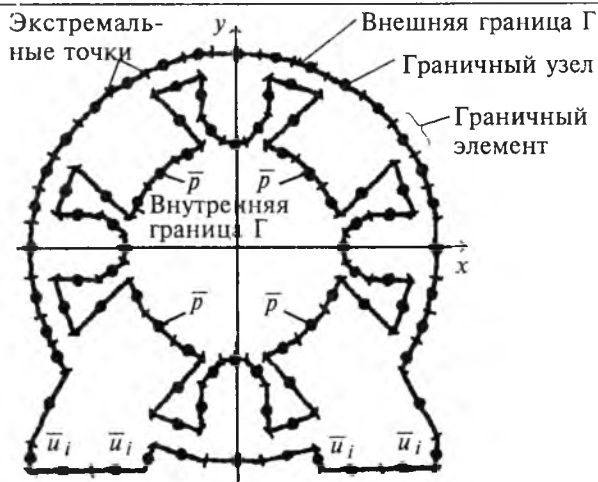


Рис.4. Разбиение станины МПТ на ГЭ

Полюса (в явнополюсных машинах) считаются жестко закрепленными. Материал станины характеризуется коэффициентом упругости E , модулем сдвига ϵ и плотностью материала ρ .

Для каждого узла граничного элемента записывается уравнение в дискретной форме:

$$\frac{1}{2} U_i + \sum_{j=1}^N \left(\int_{r_j} P_{ij}^* d\Gamma \right) U_j = \sum_{j=1}^N \left(\int_{r_j} U_{ij}^* d\Gamma \right) P_j,$$

где N — число граничных элементов.

Интегралы, характеризующие связь между i -м узлом и j -м граничным элементом и входящие в уравнение, записанные для каждого угла граничного элемента вычисляются для каждого граничного элемента по схемам численного интегрирования.

Интегралы, имеющие сингулярности в двумерном случае, вычисляются аналитически.

В результате получается система линейных алгебраических уравнений относительно виброперемещений и напряжений в узлах:

$$HU = GP,$$

где H и G — матрицы; U — вектор-столбец перемещений на границе; P — вектор-столбец напряжений на границе.

На эту систему налагают граничные условия:

$$U_i(x, \omega) = \bar{U}_i(x, \omega) \text{ на участке } \Gamma_1 \text{ границы:}$$

$$P_i(x, \omega) = \bar{P}_i(x, \omega) \text{ на участке } \Gamma_2 \text{ границы.}$$

В местах крепления лап к фундаменту можно задать перемещение, равное нулю (жесткое закрепление) или изменяющееся по гармоническому закону (упругое крепление). Вибровозмущающие силы, действующие в узлах, задаются амплитудой и фазой. В результате уравнение с учетом граничных условий в матричной форме принимает вид:

$$AY = F,$$

где A — матрица, содержащая коэффициенты влияния, учитывающие обобщенные координаты уз-

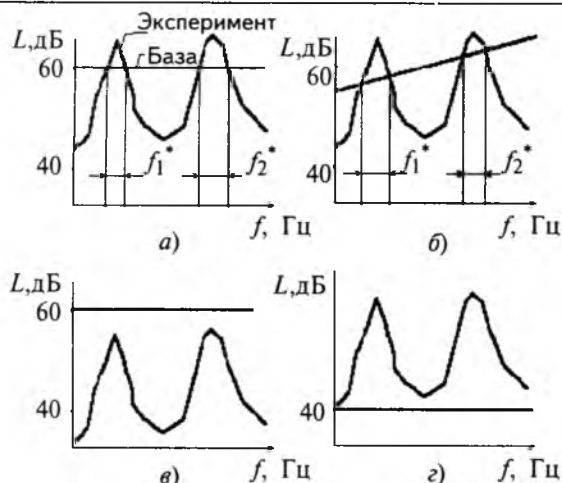


Рис.5. Поражаемость спектра вибрации

лов, длины между узлами, связь любого узла со всеми остальными на границе Г; F — известные значения, определяемые граничными условиями; Y — неизвестные значения перемещения и напряжения.

Применяя для уравнивания метод исключения Гаусса, определяют виброперемещения граничных элементов на поверхности станины.

Виброперемещение и частота позволяют определить уровень вибрации в каждом узле поверхности станины:

$$L_a = 20 \lg \frac{\omega^2 s}{3 \cdot 10^{-4}},$$

где L_a — уровень вибрации по виброускорению; S — виброперемещение, зависящее от частоты, в каждом узле поверхности статора (станины).

Предложенный метод позволяет получить непосредственную интегральную оценку уровня вибрации станины. При этом последовательный анализ виброперемещений на различных частотах позволяет рассчитывать резонансные характеристики станины и определять собственные частоты колебаний.

Деление спектра вибрации на низкий (0—200 Гц), средний (201—500 Гц), высокий (501—1000 Гц) позволяет записать выражение для определения общего уровня вибрации в каждом из диапазонов:

$$L_{об.ур} = \left[\sum_{i=1}^m v_i^2 / m \right]^{1/2},$$

где v_i — виброскорость i -гармонической составляющей; $i=1, 2, \dots, m$ — номера гармонических составляющих вибрации.

С целью дальнейшего анализа вибрационного загрязнения предлагается использовать информацию о поражаемости спектра $M[\Phi]$ (рис.5):

$$M[\Phi] = 1 - (f - f_n^*) / f,$$

где $f_n^* = f_1^* + f_2^* + \dots$ — некоторый диапазон рассматриваемого спектра.

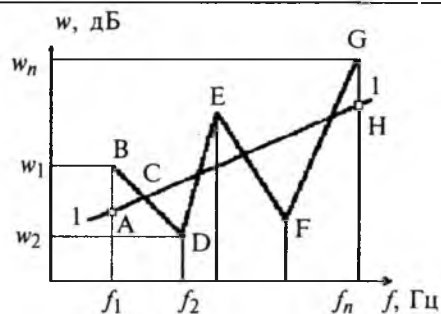


Рис.6. Графики сравнительного анализа

Предельные случаи отношений уровней, например, вибрационного воздействия ЭМ на окружающую среду, полученных с помощью мониторинга с требуемыми уровнями вибрации, соответствуют рис.5, в, г. Причем для рис.5, в $M[\Phi]=0$, а для рис.5, г $M[\Phi]=1$.

Критериальная оценка $M[\Phi]$ дает полное представление о соответствии реальной и заданной виброактивности (воздействия) ЭМ. Кроме того, критериальная оценка позволяет идентифицировать источники вибрации. Прямая 1-1 (рис.6) соответствует предельнодопустимым уровням вибрации или шума в определенном частотном диапазоне.

В качестве функции цели при решении конкретных задач могут быть выбраны такие показатели, как поражаемость спектра или отношение колебательных мощностей N_n , $N_{ср}$, N_b . Считая все функции равноправными, при выборе решения можно воспользоваться интегральной функцией, в качестве которой целесообразно использовать аддитивную функцию:

$$J_k = \sum_{k=1}^n \Phi_k^n - \sum_{k=n+1}^{n+m} \Phi_k^n,$$

где $k=1, 2, \dots, n$ — функция, подлежащая минимизации; $k=n+1, n+2, \dots, n+m$ — функции, подлежащие максимизации.

Анализ полученных результатов позволяет выделить наилучшее значение критериальной функции, которое принимается равным единице.

Интегральную критериальную функцию вибрационной или акустической активности вычисляют, используя в качестве свертки аддитивную

функцию: $J_n = \sum_{k=1}^n \Phi_k^k$, где $N=1, 2, \dots, m$ — номер вариантов; $k=1, 2, \dots, n$ — номера критериальной функции.

С помощью предложенных критериальных факторов и методов сравнительной оценки были получены добротные результаты анализа виброактивности действующих гидрогенераторов Г13, 14, 16 ДнепроГЭС.

Использование современных программно-аппаратных средств при поэтапной реализации системы экомониторинга создает значительные

удобства для пользователей различного уровня. Так, внедрение ГИС-технологий (геоинформационных систем) позволяет объединять результаты, получаемые при решении, на первый взгляд, независимых друг от друга задач, в единую систему. Например, использование ГИС позволяет создавать и оперативно использовать банки и базы данных по проектированию и использованию ЭМ на наземном и подземном транспорте с учетом их виброакустических характеристик при выполнении архитектурно-планировочных мероприятий с учетом розы ветров, интенсивности транспортных потоков, жалоб населения и т.п.

Конечно, в рамках одной статьи не представляется возможным отразить достижения коллектива исследователей виброакустического загрязнения окружающей среды электрическими машинами, выполненные за полувековой период. Поэтому в заключение следует отметить научную прозрачность профессора Г.Н.Петрова, который не только предвидел необходимость создания научной школы виброакустики, но и активно способствовал ее становлению. В.Гюго однажды сказал: "Большое счастье видеть то, что мир увидит только завтра". Эти слова следует целиком отнести к Г.Н.Петрову, который предвидел роль виброакустических исследований.



Медведев Виктор Тихонович — заведующий кафедрой инженерной экологии и охраны труда. В 1968 г. закончил ЭМФ МЭИ, в 1997 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Обеспечение безопасности и комфортности жизнедеятельности человека путем снижения негативного влияния вибрации и шума электрических машин на окружающую среду".

Полухин Виктор Федорович — заместитель заведующего кафедрой электромеханики МЭИ. В 1969 г. закончил ЭМФ МЭИ, в 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Исследования магнитных вибраций электрических машин постоянного тока".



Юргенсон Тамара Сергеевна — старший научный сотрудник кафедры электромеханики МЭИ. В 1962 г. закончила ЭМФ МЭИ, в 1978 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме: "Исследования магнитной виброактивности синхронных явнополюсных машин".

Математическая основа конечноэлементных пространственно-фазовых методов анализа электромагнитных полей в электромеханических устройствах

ШМЕЛЕВ В.Е., канд. техн. наук, СБИТНЕВ С.А., доктор техн. наук

Владимирский ГУ

Электромеханическое преобразование энергии [1] является одной из важнейших проблем, определяющей в значительной степени состояние и темпы развития электроэнергетики и некоторых разделов информатики. Актуальность проблемы взаимного преобразования электрической и механической энергии и информации имеет непреходящий характер.

В настоящее время к числу важнейших задач развития силовой и информационной электромеханики можно отнести следующие:

- снижение относительной массы, уменьшение габаритов и повышение энергетических показателей (КПД, $\cos \phi$) электрических машин, аппаратов, приборов и других устройств;
- разработка оптимальных систем генерирования переменного и постоянного тока;

— разработка автоматически управляемых и регулируемых специализированных и multifunctionальных электроприводов;

— повышение точности и стабильности регулирования напряжения и частоты как в больших централизованных, так и в малых локальных (или автономных) энергосистемах;

— изучение переходных, несимметричных и аварийных режимов в электрических машинах, совершенствование защитных устройств;

— повышение точности преобразования электрических сигналов в линейное или угловое перемещение (и наоборот) в статических и динамических режимах приборных систем;

— совершенствование известных и создание новых методов проектирования электромеханических устройств, связанных с решением названных задач.

Поскольку электромеханическое преобразование происходит в электромагнитных полях (ЭМП) и не может осуществляться без механического движения деталей машины, нужно иметь методы анализа ЭМП в существенно неоднородных по электрофизическим свойствам средах, движение которых описывается неоднородными полями скоростей и ускорений. Для решения перечисленных задач нужны такие методы теории ЭМП, которые позволяют моделировать электромеханические преобразователи в "замороженном" состоянии и рассчитывать динамические характеристики в терминах переменных состояния токов, пространственных положений, напряжений, сил и моментов сил. Необходимость построения нового пространственно-фазового (П-Ф) класса методов анализа ЭМП в движущихся средах была обоснована, например, в [2–4].

П-Ф методы основаны на преобразовании пространственно-временных (П-В) уравнений математической физики в П-Ф форму. Это даёт возможность проводить анализ переходных процессов только на интегральном уровне, не рассчитывая переходных процессов в ЭМП.

Исходные П-В уравнения ЭМП в дифференциальной форме можно записать в соответствии с математическим определением полной производной векторного и скалярного поля по времени в неоднородном поле скоростей:

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{F}}{dt} &= \frac{\partial \vec{F}}{\partial t} + \text{rot}(\vec{F} \times \vec{v}) + \vec{v} \text{div} \vec{F} = \\ &= \frac{\partial \vec{F}}{\partial t} + (\vec{v} \nabla) \vec{F} + \vec{F} \text{div} \vec{v} - (\vec{F} \nabla) \vec{v}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial \Phi}{\partial t} + (\vec{v} \nabla) \Phi. \quad (2)$$

Формула (1) представляет собой "потокосное" определение полной производной по времени, т.е. такое определение, при котором уравнение закона электромагнитной индукции в дифференциальной форме для движущихся сред в точности совпадает с соответствующим уравнением для неподвижных сред при замене частной производной по времени полной. Формула (2) представляет собой формальное применение оператора (1) к скалярному полю. В соответствии с определениями (1) и (2) все векторы ЭМП, входящие в уравнения математической физики, должны представляться в системах отсчёта, жёстко связанных с точками наблюдения, которые движутся в соответствии с задаваемыми полями скоростей и ускорений.

Задача математической физики по анализу ЭМП в неоднородном поле скоростей может быть сформулирована путём преобразования уравнений Максвелла с уравнением материальной связи в соответствии с определениями (1) и (2):

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{\delta} + \gamma \vec{E}; \quad \text{rot} \vec{E} = -d\vec{B}/dt;$$

$$\vec{H} = v_a (\vec{B} - \vec{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\vec{B} - \vec{B}_r) - q_2 \frac{d^2}{dt^2} (\vec{B} - \vec{B}_r) + \dots, \quad (3)$$

где q_1 и q_2 — динамические параметры электрофизических свойств материалов шихтованных магнитопроводов или любых других слоистых и (или) периодических структур.

Линеаризованное уравнение материальной связи (3) записано относительно эффективных векторных значений напряжённости магнитного поля и магнитной индукции.

Переход от П-В формы системы уравнений (3) к П-Ф форме при "замороженном" состоянии анализируемого электромеханического устройства может быть осуществлён разными способами. Один из способов, предложенных авторами, заключается в том, что строится система фазовых переменных векторного магнитного и скалярного электрического потенциала, затем векторы ЭМП и их полные временные производные выражаются через поля фазовых переменных [3]. При этом способе возможно также построение полей фазовых переменных для любой другой системы электродинамических потенциалов. Другой способ заключается в том, что система фазовых переменных создаётся непосредственно для векторов ЭМП, которая при необходимости может быть выражена через электродинамические потенциалы или фазовые переменные потенциалов. Первый из этих способов ориентирован на построение дифференциальных П-Ф методов анализа ЭМП. Второй из этих способов более приемлем для построения интегральных методов, например, пространственных интегральных уравнений (ПРИУ) [5].

В соответствии с соотношениями, определяющими фазовые переменные электродинамических потенциалов [3] система уравнений относительно трёх фазовых переменных потенциалов ЭМП имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \text{rot}(v_a \text{rot} \vec{A} + q_1 \text{rot} \vec{A}_1 - q_2 \text{rot} \vec{A}_2) + \gamma \vec{A}_1 + \gamma \text{grad} \varphi = \\ = \vec{\delta} + \text{rot}(v_a \text{rot} \vec{B}_r); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{rot}(v_a \text{rot} \vec{A}_1 + q_1 \text{rot} \vec{A}_2 + v_a (\text{rot} \vec{A} \text{rot} \vec{v} - \text{rot} \vec{A} \text{div} \vec{v} + \\ + 2(\text{rot} \vec{A} \nabla) \vec{v}) + q_1 (\text{rot} \vec{A}_1 \text{rot} \vec{v} - \text{rot} \vec{A}_1 \text{div} \vec{v} + \\ + 2(\text{rot} \vec{A}_1 \nabla) \vec{v}) - q_2 (\text{rot} \vec{A}_2 \text{rot} \vec{v} - \text{rot} \vec{A}_2 \text{div} \vec{v} + \\ + 2(\text{rot} \vec{A}_2 \nabla) \vec{v})) + \gamma (\vec{A}_2 - \vec{A}_1 \text{rot} \vec{v} + \vec{A}_1 \text{div} \vec{v} - \\ - 2(\vec{A}_1 \nabla) \vec{v} - \text{grad} \varphi \text{rot} \vec{v} + \text{grad} \varphi \text{div} \vec{v} - \\ - 2(\text{grad} \varphi \nabla) \vec{v} + \text{grad} \varphi_1) = \\ = \vec{\delta}_1 + \text{rot}(v_a (\vec{B}_r \text{rot} \vec{v} - \vec{B}_r \text{div} \vec{v} + 2(\vec{B}_r \nabla) \vec{v})); \end{aligned} \quad (4)$$

третье, не представленное в системе (4) уравнение, получено из первого путём двукратного полного дифференцирования по времени и приме-

нения перестановочной формулы второго порядка для ротора векторного поля:

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2} \text{rot } \bar{A} = & \text{rot } \frac{d^2 \bar{A}}{dt^2} + 2 \text{rot} \left(2 \left(\frac{d\bar{A}}{dt} \nabla \right) \bar{v} + \frac{d\bar{A}}{dt} \text{rot } \bar{v} - \right. \\ & \left. - \frac{d\bar{A}}{dt} \text{div } \bar{v} \right) + \text{rot} \left(2(\bar{A} \nabla) \bar{a} + \bar{A} \text{rot } \bar{a} - \bar{A} \text{div } \frac{d\bar{v}}{dt} \right) + \\ & + \text{rot} (2((\bar{A} \nabla) \bar{v}) \nabla) \bar{v} + 2((\bar{A} \text{rot } \bar{v}) \nabla) \bar{v} - \\ & - 4((\bar{A} \text{div } \bar{v}) \nabla) \bar{v} + 2(\bar{A} \nabla) \bar{v} \text{rot } \bar{v} + (\bar{A} \text{rot } \bar{v}) \text{rot } \bar{v} - \\ & - 2\bar{A} \text{rot } \bar{v} \text{div } \bar{v} + 2\bar{A}(\text{div } \bar{v})^2, \end{aligned} \quad (5)$$

где \bar{v} — задаваемое поле скоростей; $\bar{a} = \frac{d\bar{v}}{dt} + (\bar{v} \nabla) \bar{v}$

— задаваемое поле ускорений; $d\bar{v}/dt$ — поле ускорений в соответствии с определением (1).

Нетрудно заметить, что в систему уравнений (4) и в формулу (5) поля скоростей и ускорений входят только под знаком пространственных дифференциальных операторов первого порядка. Поэтому полученная система уравнений математической физики инвариантна по отношению к выбираемой инерциальной глобальной системе отсчёта. Более того, если движение всех тел в анализируемой электромеханической системе сводится к вращению вокруг одной и той же оси, то система уравнений (4) инвариантна по отношению к любой равномерно вращающейся относительно этой оси глобальной системе отсчёта (если при анализе рассматривать только две фазовые переменные электродинамических потенциалов).

П-Ф форма уравнений математической физики (4) позволяет на пространственно-распределённом уровне моделировать статические и динамические процессы электромеханического преобразования энергии информации в устройствах с трёхмерным ЭМП. В случае двумерного ЭМП, когда $\bar{A}_i = \bar{I}_z A_i$, $\varphi_i = 0$, $\text{div } \bar{A}_i = 0$, система уравнений (4) существенно упрощается:

$$\begin{aligned} \text{rot}(v_a \text{rot } \bar{A} + q_1 \text{rot } \bar{A}_1 - q_2 \text{rot } \bar{A}_2) + \gamma \bar{A}_1 = \\ = \bar{\delta} + \text{rot}(v_a \bar{B}_r); \\ \text{rot} \left(v_a \text{rot } \bar{A}_1 + q_1 \text{rot } \bar{A}_2 + v_a \left(\frac{\partial A}{\partial \theta} \frac{\partial \omega}{\partial r} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A}{\partial r} \frac{\partial \omega}{\partial r} \bar{I}_r \right) + \right. \\ \left. + q_1 \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(\frac{\partial A_1}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A_1}{\partial r} \bar{I}_r \right) - q_2 \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(\frac{\partial A_2}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A_2}{\partial r} \bar{I}_r \right) \right) + \\ + \gamma \bar{A}_2 = \bar{\delta}_1 + \text{rot} \left(r v_a \frac{\partial \omega}{\partial r} (B_\pi \bar{I}_\theta + B_{r0} \bar{I}_r) \right); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \text{rot} \left(v_a \text{rot } \bar{A}_2 + 2v_a \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(\frac{\partial A_1}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A_1}{\partial r} \bar{I}_r \right) + \right. \\ \left. + 2q_1 \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(\frac{\partial A_2}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A_2}{\partial r} \bar{I}_r \right) + v_a \frac{\partial \varepsilon}{\partial r} \left(\frac{\partial A}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - \right. \right. \\ \left. \left. - r \frac{\partial A}{\partial r} \bar{I}_r \right) - 2rv_a \omega \frac{\partial \omega}{\partial r} \frac{\partial A}{\partial r} \bar{I}_\theta + r^2 v_a \left(\frac{\partial \omega}{\partial r} \right)^2 \text{rot } \bar{A} \right) + \\ + q_1 \frac{\partial \varepsilon}{\partial r} \left(\frac{\partial A_1}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - r \frac{\partial A_1}{\partial r} \bar{I}_r \right) - q_1 \omega \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(2 \frac{\partial A_1}{\partial \theta} \bar{I}_r + \right. \\ \left. + 2r \frac{\partial A_1}{\partial r} \bar{I}_\theta - r^2 \frac{\partial \omega}{\partial r} \text{rot } \bar{A}_1 \right) - q_2 \frac{\partial \varepsilon}{\partial r} \left(\frac{\partial A_2}{\partial \theta} \bar{I}_\theta - \right. \\ \left. - r \frac{\partial A_2}{\partial r} \bar{I}_r \right) + q_2 \omega \frac{\partial \omega}{\partial r} \left(2 \frac{\partial A_2}{\partial \theta} \bar{I}_r + 2r \frac{\partial A_2}{\partial r} \bar{I}_\theta - \right. \\ \left. - r^2 \frac{\partial \omega}{\partial r} \text{rot } \bar{A}_2 \right) \Big) = \bar{\delta}_2 + \text{rot} \left(r v_a \frac{\partial \varepsilon}{\partial r} (B_\pi \bar{I}_\theta + B_{r0} \bar{I}_r) - \right. \\ \left. - 2\omega r v_a \frac{\partial \omega}{\partial r} (B_\pi \bar{I}_r - B_{r0} \bar{I}_\theta) + v_a r^2 \left(\frac{\partial \omega}{\partial r} \right)^2 \bar{B}_r \right), \end{aligned}$$

где ω — задаваемое поле угловых скоростей; ε — задаваемое поле угловых ускорений.

Здесь предполагается, что начало глобальной системы координат лежит на оси вращения всех тел. Из системы уравнений (6) с помощью метода Галеркина авторами получено матричное конечноэлементное уравнение относительно узлового распределения фазовых переменных векторного магнитного потенциала применительно к бесколлекторным электрическим машинам вращательного движения [4]. Авторами получены также формулы, определяющие все блоки матриц в этом уравнении.

Анализ уравнений (4), (6) показывает, что в движущихся средах нарушается принцип взаимности в ЭМП. Слагаемые этих уравнений, содержащие пространственные дифференциальные операторы полей скоростей и ускорений, а также полей угловых скоростей и ускорений, представляют собой пространственно-распределённые зависимые источники ЭМП [6]. Если эти источники работают в активном режиме, то в таких областях идёт преобразование механической энергии в энергию ЭМП, если в пассивном, то наоборот.

В результате расчёта распределения системы фазовых переменных определяются переменные состояния напряжений на рабочих обмотках, а также векторы силы и момента, действующие на подвижные части (роторы) анализируемой машины. Эти величины рассчитываются путём применения интегральных теорем теории ЭМП и интегральных соотношений теории силовых взаимодействий в ЭМП [2], которые проверены в

различных технических приложениях. Сейчас авторами проводятся программирование полученных соотношений и подготовка к вычислительным экспериментам, а также работы по созданию интегральных ПФ-ПриУ методов теории ЭМП.

Новый П-Ф класс вычислительных методов позволяет по известным конструктивным и электрофизическим параметрам электромеханических устройств рассчитывать семейства динамических характеристик [2—4], которые практически невозможно получить экспериментальным путём. Знание этих характеристик при проектировании элементов и систем электроприводов, а также приборных систем позволит избежать существенного структурного усложнения электронных управляющих устройств при повышенных динамических и энергетических требованиях.

Список литературы

1. **Специальные электрические машины.** Источники и преобразователи энергии/Под ред. А.М. Бертинова. М.: Энергоиздат, 1982.

2. **Шмелёв В.Е. Сбитнев С.А.** Пространственно-фазовый метод моделирования динамических свойств магнитных систем электромеханических преобразователей//Электротехника. 1995. №6. С.31—34.

3. **Шмелёв В.Е. Сбитнев С.А.** Пространственно-фазовое моделирование электромеханических преобразователей энергии и информации//Тез. докл. межд. конф. "Информационные средства и технологии". М.: МЭИ, 1996. Т.2. С.65—70.

4. **Шмелёв В.Е. Сбитнев С.А.** Двумерная пространственно-фазовая модель электромеханического преобразования энергии и информации//Тез. докл. межд. конф. "Информационные средства и технологии". М.: МЭИ, 1997. Т.3. С.245—249.

5. **Курбатов П.А. Аринчин С.А.** Численный расчёт электромагнитных полей. М.: Энергоатомиздат, 1984.

6. **Кузнецов В.А.** Принципы построения эквивалентных электромагнитных схем замещения//Тез. докл. I межд. конф. по электромеханике и электротехнологии. Ч. II. Суздаль, 1994. С.109.

Шмелёв Вячеслав Евгеньевич — доцент кафедры электротехники и электроэнергетики Владимирского государственного университета. Окончил приборостроительный факультет Владимирского политехнического института в 1983 г. В 1994 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: "Разработка методов физико-математического моделирования электромагнитных полей в пассивных устройствах обеспечения электромагнитной совместимости электронной аппаратуры" в МЭИ.

Сбитнев Станислав Александрович — заведующий кафедрой электротехники и электроэнергетики Владимирского государственного университета, профессор. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского лесотехнического института в 1965 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Расчет электромагнитных полей в поляризованных средах, разработка теории силовых взаимодействий в электромагнитных полях и построение основ теории магнитного векторного гистерезиса".

Анализ и синтез конструкций электрических машин с учетом взаимного влияния физических полей

КАЗАКОВ Ю.Б., доктор техн. наук, ЩЕЛЫКАЛОВ Ю.Я., канд. техн. наук

Ивановский ГЭУ

Преобразование энергии в устройствах электромеханики происходит через магнитные, электрические, тепловые и механические поля. В электрических машинах физические поля в общем случае являются нелинейными как по свойствам сред, так и по возбуждающим факторам. Более того, поля в электрических машинах взаимозависимы, когда свойства сред и возбуждающие факторы одного поля зависят от характеристик других полей. Взаимосвязь полей обусловлена законом сохранения энергии. Важность учета взаимной зависимости разных процессов подчеркивается, например, в [1]: "Именно совместное проявление взаимосвязанных физических процессов - электромагнитных, тепловых, силовых фор-

мирует в итоге рабочие свойства электромеханического преобразователя и определяет их функциональную пригодность". Или в [2]: "Ждут своего решения процессы взаимодействия электромагнитных и тепловых полей и механических факторов для электрических машин...".

Наиболее явно проявляется взаимосвязь переменных магнитных и электрических полей, которые образуют единое электромагнитное поле. Взаимовлияние переменных магнитных и электрических полей изучено достаточно хорошо по сравнению со взаимовлиянием их с тепловыми и механическими полями. Но это влияние может быть существенным. Так, для стали 3413 температурный коэффициент увеличения напряженно-

сти магнитного поля достигает $0,625 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ [3], а у церезина происходит снижение диэлектрической проницаемости с ростом температуры с коэффициентом $0,19 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ [4].

Постоянные магниты (ПМ) на основе NdFeB, применяемые в электромашиностроении, обладают температурной зависимостью до $0,6 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ по намагниченности и до $0,12 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ по остаточной индукции [5,6]. У них невысокая предельная рабочая температура (до 150°C), что требует корректного сопряженного термомагнитного расчета. Задача осложняется необходимостью представления магнита моделью с нелинейной и распределенной намагниченностью, нелинейными магнитными и теплофизическими характеристиками материалов и возбуждающих факторов, развитой геометрией электродвигателей. Потери в стали и температуры в двигателе зависят от магнитного потока ПМ, а магнитные свойства ПМ сами зависят от температуры. По массиву ПМ возникает перепад температур. Каждый элемент ПМ обладает своей намагниченностью, зависящей от своей рабочей точки на кривой возврата и от своей температуры.

Сильное взаимное влияние магнитных, тепловых и механических явлений проявляется в электромеханических магнитожидкостных герметизаторах (ЭМЖГ). ЭМЖГ содержат ПМ и магнитные жидкости (МЖ). Внутри МЖ при движении, вследствие вязкости, выделяются потери, что приводит к ее нагреву. Рост температуры снижает намагниченности ПМ и МЖ, коэффициент теплопроводности, вязкость и магнитную проницаемость МЖ. Одновременно намагниченности ПМ и МЖ, магнитная проницаемость МЖ и магнитные свойства сталей зависят от параметров магнитного поля. Значение индукции в МЖ влияет на конструкцию и "жесткость" выстраиваемых цепочек из ферромагнитных частиц, они определяют значение коэффициента теплопроводности и вязкости МЖ, а значит, и потери. Форма и положение МЖ зависят от механических воздействий, в частности, от приложенного внешнего перепада давления. Перепад давления уравнивается силами магнитного тяжения, определяемыми по распределению магнитного поля [7]. Но распределения магнитного и теплового полей сами в свою очередь зависят от формы и положения МЖ.

Взаимозависимость физических полей требует применения системного подхода, в котором все процессы рассматриваются в рамках общей системы с учетом сопутствующих факторов. При использовании системной модели создается универсальный аппарат для исследования процессов различной природы. Целесообразно объединение в одной системе разделов моделирования всех физических полей. Такое объединение задач в едином автоматизированном комплексе представля-

ет проблему электромашиностроения.

Реализация системного подхода к анализу взаимозависимых физических полей предполагает применение единой методологической основы к описанию этих полей. Возможно использование общей математической модели на основе метода конечных элементов. Разработан подход к решению таких задач и единое математическое обеспечение метода конечных элементов для расчета разных физических полей. Для расчета нескольких полей объекта составляется единая конечно-элементная сетка, каждому конечному элементу соответствуют свои магнитные, электрические, тепловые и механические характеристики среды, а каждому из ее узлов — свои значения полевых функций (векторного магнитного потенциала A , скалярного электрического потенциала V , температуры T и перемещения U). Распределение этих функций получается в результате минимизации энергетических функционалов магнитного (м), электрического (э), теплового (т) и механического (с) полей. Для взаимозависимых полей можно считать, что распределение одних полевых функций влияет на распределение других полевых функций

$$A = F_a(V, T, U); V = F_v(A, T, U); T = F_t(A, V, U); U = F_c(A, V, T).$$

Необходима взаимоувязанная и одновременная минимизация функционалов всех полей, т.е. одновременное достижение выполнимости нулевых невязок f для всех полей — сути соблюдения закона полного тока, уравнений теплового, электрического или силового балансов. Задача становится многокритериальной. Системный подход приводит к необходимости сопряженного решения n матричных полевых уравнений, число которых зависит от числа рассматриваемых полей, вида используемых полевых функций и размерности задачи. Порядок общей системы нелинейных алгебраических уравнений для N узлов составляет nN .

При использовании итерационного метода Ньютона-Рафсона необходимо неоднократно решать систему линеаризованных уравнений относительно $\Delta\phi$ -приращений искомых функций

$$[J] \{\Delta\phi\} = -\{f\}.$$

Выполняется неоднократное формирование

общей матрицы Якоби $[J] = \left\| \frac{df_l}{d\phi} \right\|$ при $l = \text{м, э, т, с}$;

$\phi = A, V, T, U$; которая состоит из $n \times n$ подмат-

риц $\left\| \frac{df}{d\phi} \right\|$ и имеет размерность $(nN) \times (nN)$. Каж-

дая подматрица, характеризующаяся конкретными l и ϕ , будет состоять из $N \times N$ частных произ-

водных $\frac{df_{lk}}{d\phi_m}$ для $k = 1, 2, \dots, N$ и $m = 1, 2, \dots, N$.

Подматрицы, расположенные на главной диагонали, характеризуют отдельные поля или их составляющие, а вне главной диагонали — степень взаимовлияния полей. В общем случае, все подматрицы не нулевые.

Для зависимостей между параметрами полей, заданных в виде математических соотношений, частные производные получены аналитически, а для заданных в виде графиков — численным дифференцированием с использованием сплайновой аппроксимации. Решение полной системы возможно по блоку для разных подсистем уравнений. В этом случае используется метод Холесского. На каждой внутренней итерации выполняются решения подсистем линейных уравнений типа

$$\left[\frac{df_{lk}}{d\varphi_{lm}} \right] \{ \Delta \varphi_{lm} \} = - \{ f_{lk} \},$$

для $l = м, э, т, с$; $\varphi_l = A, V, T, U$, $k = 1, 2, \dots, N$; $m = 1, 2, \dots, N$.

Такой процесс не приводит к полному распаду общей системы на n независимых подсистем, так как значения невязок корректируются по сопряженным полям на внешних итерациях решения общей системы. Это обуславливает худшую сходимость итерационного процесса. Выполнено исследование сходимости итерационного процесса и установлены оптимальные значения чисел внутренних и внешних итераций в зависимости от вида решаемой задачи. Итерационный процесс решения может реализовываться как последовательно-итерационный на однопроцессорных или параллельно-итерационный на многопроцессорных ЭВМ.

Поиск наилучшего варианта конструкции электродвигателей сводится в конечном счете к задаче синтеза оптимального электромагнитного поля. Синтез поля подразумевает поиск такого размещения источников поля, материала и формы граничных поверхностей, которые обеспечивают создание в электрической машине полей с требуемым распределением. Использование численных методов расчета взаимозависимых физических полей в процессе поиска оптимальной конструкции электродвигателей остается малоизученной проблемой.

Целью полевой оптимизации может быть обеспечение заданных или экстремальных значений полевых функций или их производных в конкретных точках или их распределений по определенной поверхности. Общая целевая функция при минимизации на основе расчета нескольких полевых функций для взаимозависимых физических полей может быть записана как $F = \sum K_l F_l$, где $l = м, э, т, с$; F_l — функция, определяемая по результатам расчета l -го поля; K_l — весовой коэффициент важности данного поля, может играть роль функции штрафа при реализации ограничений.

В процессе оптимизации могут применяться модели, в которых не учитываются факторы "второго порядка". Так, в индуктивных электро-механических преобразователях основная часть энергии концентрируется в магнитном поле, электрическое и тепловое поля играют сопутствующую роль. В емкостных электро-механических преобразователях — наоборот. Поэтому полевой оптимизационный синтез конструкций с учетом взаимозависимости полей можно проводить по основному полю, результаты расчетов других взаимозависимых полей могут выступать в роли ограничений в виде максимальных превышений температуры, напряженностей электрического поля, механических напряжений. Системный анализ взаимозависимых полей осуществляется для оптимального варианта.

Поиск оптимальной конструкции машины проводится в параметрической постановке для перестраиваемых сеток. Предельное количество параметров определяется числом узлов сетки. Для минимизации функции используется квазиградиентный метод переменной метрики. Пересчет матрицы Гессе производится по обратной положительно определенной формуле секущих Дэвидона—Флетчера—Пауэлла. Для расчета градиента целевой функции используется численное дифференцирование с оптимальным по Стьюарту шагом. Предложен эффективный алгоритм линейного поиска минимума по выбранному на данном шаге оптимизации направлению.

Применение полевых анализа и синтеза электрических машин позволяет повысить точность определения характеристик машин и создавать патентнозащищенные конструкции. Так, для стартерных электродвигателей оптимизация геометрии магнитопровода на конечно-элементных моделях на максимум полезного потока позволяет создавать конструкции с лучшим до (16%) использованием активных материалов. Расчетом выявлено и экспериментально на опытном образце подтверждено, что с ростом насыщения магнитопровода целесообразно увеличивать ширину полюса до 30% и уменьшать до 50% толщину полюсных наконечников. В целях повышения магнитного потока и снижения индукции в зоне коммутации для нереверсивных стартерных электродвигателей желательно набегающий полюсный наконечник делать длиннее сбегающего наконечника (до 3%).

Для неявнополюсных машин постоянного тока разработаны методики параметрического оптимизационного поиска на конечно-элементных моделях рационального распределения статорных обмоток и конструктивных модернизаций сердечника статора. Выявлено, что выполнение магнитной несимметрии статора из-за прорезей и/или внешних усечений сердечника статора повышает устойчивость работы машины. Такая модерниза-

ция конструкции позволяет: выполнять статор в форме многогранника; снизить высоту оси вращения до двух ступеней; добиться экономии стали за счет уменьшения отходов при более рациональном раскрое до 18,6%; повысить основной магнитный поток при нагрузке до 0,6%, снизить поток реакции якоря; уменьшить искажение магнитного поля в зазоре; получить экономию обмоточного провода до 9% и снизить потери в статорных обмотках. Для неререверсивных машин угловые смещения прорезей с осями главных полюсов и/или плоских усечений с нормалей к осям главных полюсов приводят к эффекту, аналогичному эффекту сдвига щеток с геометрической нейтральной, но при смещении в противоположную сторону. Срез спинки статора и появление воздушного зазора по оси полюса между станиной и статором приводят к возрастанию максимального перегрева обмоток в пазах статора по оси полюса на 10° .

Применение одновременно статорной комбинированной обмотки, объединяющей последовательную обмотку возбуждения и компенсационную обмотку, в неререверсивных неявнополюсных машинах постоянного тока последовательного возбуждения и усечения статора со смещением плоскости сечений с нормалей к осям главных полюсов на 45° позволяет при тех же характеристиках снизить высоту оси вращения до трех ступеней, уменьшить расход электротехнической стали до 22,6%, расход меди до 33% и повысить КПД на 3%. На предложенные конструкции неявнополюсных машин постоянного тока получены авторское свидетельство и патент РФ, приведенные результаты подтверждены экспериментальными испытаниями опытного образца.

Для асинхронных двигателей с магнитными клиньями рассчитаны силы магнитного тяжения на клин, совпадающие с опытными данными с точностью до 5%. Предложена конструкция клина, позволяющая уменьшить поток пазового рассеяния на 17%.

Анализ сопряженных тепловых и электрических полей трансформатора с термозависимой изоляцией позволил предложить конструкцию с меньшими на 6% перегревами и на 5% максимальной напряженностью электрического поля.

Неучет взаимного влияния магнитных и тепловых полей в ферритовом дросселе с термозависимой магнитной характеристикой приводит к завышению магнитных индукций до 10,5% и превышений температуры до 13%.

Оптимизационный конечно-элементный поиск формы ПМ в магнитоэлектрических двигателях позволил получить заявленную на выдачу патента конструкцию, представленную на рис.1. Наиболее целесообразна пятиугольная форма ПМ, фиксируемая в выемках на статоре. В этой конструкции возникают разные магнитные сопротив-

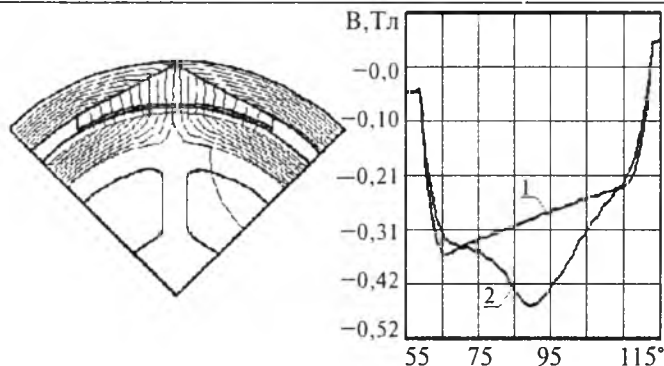


Рис.1. Силовые линии и индукции в зазоре двигателя с магнитами NdFeB при сопряженном магнитном и тепловом расчетах:

1 — магнит в форме сегмента; 2 — пятиугольная форма магнита

ления сердечника статора по продольной и поперечной осям, повышается объем магнита. Происходит ослабление до 30,5% потока реакции якоря, снижение индукции в зоне коммутации до 28%, уменьшение размагничивания ПМ поперечной реакцией якоря, приближение формы магнитного поля в зазоре к синусоидальной, точное позиционирование ПМ на статоре, более надежное крепление ПМ из-за увеличенной площади крепления (до 4,7%) и конструктивного препятствования тангенциальному сдвигу, повышение использования внутреннего объема машины (полезный поток увеличивается до 16%).

Выявлено, что при учете термозависимости магнитных свойств ПМ на основе NdFeB при рабочих температурах магнитный поток ПМ снижается до 50% по сравнению с расчетом без учета температурных зависимостей. Температурный перепад по массиву ПМ достигает 4°C . На рис.1 представлены распределения индукции в зазоре двигателя с ПМ на основе NdFeB оптимальной и сегментной форм с учетом температурных зависимостей магнитных свойств ПМ. Учет температурного уменьшения магнитных свойств повышает оптимальные размеры ПМ.

Рассчитаны взаимозависимые магнитные и тепловые поля в ЭМЖГ с учетом приложенного внешнего перепада давления. Перепад температуры по объему МЖ достигает 90°C . Магнитная индукция в ЭМЖГ при учете взаимного влияния полей снижается до 33,4%. Расчетный перепад давления совпадает с опытными данными. Значение коэффициента температурного уменьшения критического удерживаемого перепада давления из-за снижения магнитных свойств ПМ и намагниченности МЖ достигает $-0,3467\text{ }^\circ\text{C}/\%$ при среднем квадратичном отклонении $0,087\text{ }^\circ\text{C}/\%$. Оптимизация на параметрически деформируемой конечно-элементной сетке позволила обеспечить нахождение формы и положения МЖ при заданном внешнем перепада давления (заданной тан-

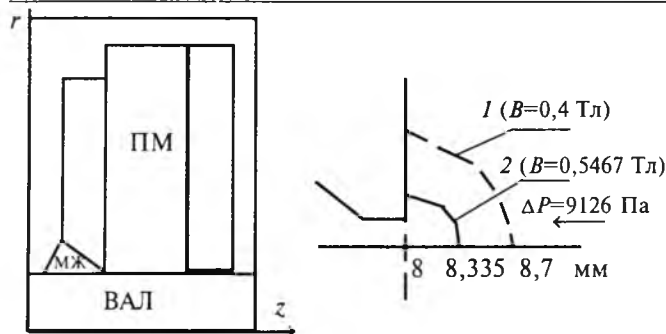


Рис.2. Конструкция и положение МЖ в ЭМЖК:

1 — без учета термозависимостей свойств ПМ и МЖ;
2 — с учетом взаимозависимости магнитного и теплового полей

генциальной индукции на ее поверхности) путем минимизации суммы квадратов отклонений индукций элементов границы МЖ от заданной. Например, за 717 модернизаций сетки из 434 конечных элементов и соответствующих расчетов магнитного поля найдено такое положение МЖ, при котором средняя тангенциальная индукция участков границы МЖ при заданной индукции 0,4 Тл составила 0,3993 Тл при среднем квадратичном отклонении $2,57 \cdot 10^{-4}$ Тл. На рис.2 представлены конструкция ЭМЖГ и положения МЖ в ЭМЖГ для заданных тангенциальных индукций без учета и с учетом термозависимостей свойств ПМ и МЖ при одном перепаде давления.

Список литературы

1. Орлов И.Н., Маслов С.И. Системы автоматизированного проектирования электромеханических устройств: Учеб. пособие. М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Копылов И.П., Гандилян С.В., Гандилян В.В. Не-

которые вопросы обобщенного физико-математического моделирования электромеханических преобразователей энергии//Электротехника. 1998. №9. С.25-40.

3. Преображенский А.А., Бишард Е.Г. Магнитные материалы и элементы. М.: Высшая школа, 1986.

4. Тареев Б.М. Физика диэлектрических материалов. М.: Энергоатомиздат, 1982.

5. Шереметьевский Н.Н., Стома С.А., Сергеев В.В. Высокоэнергетические постоянные магниты в электромеханике//Электротехника. 1989. №11. С.2-10.

6. Глебов И.А. Новые материалы как основа научно-технического прогресса в электромашиностроении//Электротехника. 1996, №1. С.2-9.

7. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.



Щелыкалов Юрий Яковлевич — заведующий кафедрой электромеханики Ивановского государственного энергетического университета, профессор. В 1962 г. закончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1986 г. в МЭИ защитил докторскую диссертацию "Математическое моделирование и автоматизация рас-

четов полей в электрических машинах и трансформаторах".

Казakov Юрий Борисович — доцент кафедры электромеханики Ивановского государственного энергетического университета. В 1976 г. закончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1982 г. в Новочеркасском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию "Оптимизация геометрии магнитопровода стартерных электродвигателей на основе расчета полей".



Полевой подход к расчету электромеханических устройств с немагнитными роторами

ПОТАПОВ А.А., МАКСИМЦЕВ Е.И.

Брянский ГТУ

При расчете электромагнитных тормозов и муфт, а также тахогенераторов и датчиков угловых ускорений, выполняемых с полым или дисковым немагнитным ротором, применение классической теории электрических машин крайне затруднительно. Между тем на основе многочисленных работ [1—3], посвященных исследованиям магнитогидродинамических машин, сложился специальный метод расчета, который вполне может быть использован. Суть метода заключается

в том, что реальное техническое устройство заменяется некоторой идеализированной схемой, для которой методами теории электромагнитного поля можно найти аналитическое решение.

Несмотря на существенное конструктивное отличие МГД-машин от классических электрических машин, указанный метод развит в более поздних работах авторов статьи [4, 5 и др.] применительно к электромагнитным тормозам, муфтам, датчикам угловых ускорений и электрическим

ким двигателям с полыми немагнитными роторами. При этом удалось получить явные зависимости электромагнитных моментов от геометрических размеров и других факторов, выявить некоторые особенности этих устройств, которые ранее не удалось установить из-за отсутствия соответствующей теории. При этом весьма информативным оказалось применение магнитного числа Рейнольдса, не используемого обычно в классической теории электрических машин.

Для получения простой математической модели электромеханического устройства, выполненного на основе асинхронной машины с полым немагнитным ротором (АМПНР), приняты следующие широко распространенные допущения: 1) магнитная проницаемость у магнитопровода статора (индуктора) бесконечно велика; 2) зубчатый зазор заменен эквивалентным гладким; 3) цилиндрические поверхности статора и ротора развернуты на плоскости; 4) краевой эффект учитывается поправочным коэффициентом; 5) магнитная индукция в зазоре имеет только одну нормальную составляющую.

Для выполнения последнего допущения нужно [1] заменить обмотку статора с током в ней слоем тока, заполняющим весь зазор и периодически изменяющимся вдоль зазора. Учесть несинусоидальность плотности этого тока из-за дискретности обмотки можно путем разложения в ряд Фурье и дальнейшего анализа раздельно для всех пространственных гармоник плотности тока. Аналогичным образом представим ротор с током в нем в виде слоя тока (рис.1), заполняющего весь зазор, полагая при этом плотность тока ротора в δ/a раз меньше истинного значения, т.е.

$$J_2 = J_{2и} a / \delta, \quad (1)$$

где a — толщина ротора; δ — воздушный зазор статора.

Для основной пространственной гармоники плотность тока J_1 (эквивалентного слоя, заменяющего, например, двухфазную обмотку) связана с токами в фазах обмотки уравнением

$$J_1(t, x) = i_a b_a \sin \alpha x + i_b b_b \cos \alpha x, \quad (2)$$

где i_a, i_b — токи в фазах обмотки статора;

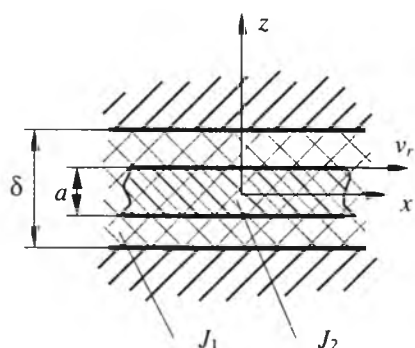


Рис.1. Расчетная схема АМПНР

$b_a = \frac{2w_a k_0}{p\tau\delta}$; $b_b = \frac{2w_b k_0}{p\tau\delta}$ — коэффициенты преобразования; τ и r — полюсное деление и радиус статора.

Используя известное уравнение для напряженности электрического поля в движущемся роторе со скоростью v_r , получаем:

$$\vec{E} = -\text{grad}\varphi - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + [\vec{v}_r \times \vec{B}]$$

или

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \text{rot}[\vec{v}_r \times \vec{B}].$$

С учетом принятых допущений запишем в декартовых координатах (i, j, k):

$$\vec{B} = k B_z = k B; \quad \vec{v}_r = i v_x = i v_r; \quad \vec{E} = i E_x + j E_y;$$

$$[\vec{v}_r \times \vec{B}] = -j v_x B_z = -j v_r B;$$

$$\text{rot}[\vec{v}_r \times \vec{B}] = -k v_r \frac{\partial B}{\partial x}; \quad \text{rot } \vec{E} = j \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right).$$

Таким образом,

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B}{\partial t} - v_r \frac{\partial B}{\partial x}.$$

Полагая $\vec{B} = \vec{B}_1 + \vec{B}_2$; $\vec{J}_2 = \gamma \vec{E}$ и учитывая уравнение (1), получаем:

$$\frac{\delta}{\alpha \gamma} \left(\frac{\partial J_{2y}}{\partial x} - \frac{\partial J_{2x}}{\partial y} \right) = -\frac{\partial (B_1 + B_2)}{\partial t} - v_r \frac{\partial (B_1 + B_2)}{\partial x}.$$

Поскольку $\text{rot } \vec{H} = \vec{J}_1 + \vec{J}_2$ или

$$\begin{aligned} \text{rot rot } \vec{H} &= -\nabla^2 \vec{H} = \text{rot } \vec{J}_1 + \text{rot}(\gamma \vec{E}) = \\ &= \text{rot } \vec{J}_1 - \frac{\alpha \gamma}{\delta} \frac{\partial B}{\partial t} - \frac{\alpha \gamma v_r}{\delta} \frac{\partial B}{\partial x}; \end{aligned}$$

$$-\frac{\partial B^2}{\partial x^2} + \frac{\alpha \gamma \mu_0}{\delta} \frac{\partial B}{\partial t} + \frac{\alpha \gamma \mu_0 v_r}{\delta} \frac{\partial B}{\partial x} = \mu_0 \frac{\partial J_1}{\partial x}. \quad (3)$$

Для определения электромагнитного момента можно использовать известное уравнение электромагнитной силы [1], которое после интегрирования по объему воздушного зазора и умножения на радиус ротора дает

$$M = r \int V J_1 B dV = r l \delta \int_0^{2\pi r} J_1 B dx, \quad (4)$$

где l — длина статора.

Дополняя уравнения (2)–(4) уравнениями напряжений на обмотках статора

$$R_K i_K + L \sigma_K \frac{di_K}{dt} + \frac{d}{dt} \int w_K l B dx = u_K \quad (5)$$

и уравнением движения

$$G \frac{d\Omega}{dt} = M - M_c, \quad (6)$$

получаем математическую модель электромеханического устройства с немагнитным ротором. С ее помощью можно исследовать переходные и установившиеся режимы работы различных устройств.

Для электромагнитного тормоза при постоянном токе в обмотке статора

$$J_1 = \frac{2w}{pr\delta} I \sin \alpha x.$$

Используя комплексную форму записи и полагая

$$J_1 = \text{Im}[J_1 e^{j\alpha x}]; \quad B = \text{Im}[B e^{j(\alpha x - \varphi)}],$$

преобразуем математическую модель к виду

$$\left. \begin{aligned} \alpha^2 \dot{B} + j \alpha \mu_0 \gamma r \Omega \frac{a}{\delta} \dot{B} &= j \alpha \mu_0 \dot{J}_1; \\ M &= \pi r^2 \delta \text{Re}[\dot{J}_1 \dot{B}]; \\ \dot{B}_1 &= \frac{j \mu_0}{\alpha} \dot{J}_1. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В таком виде можно получить ее аналитическое решение для установившегося режима работы и определить

$$\begin{aligned} \dot{B} &= j \alpha \mu_0 \dot{J}_1 / \alpha^2 (1 + j\epsilon); \\ M &= \frac{4 \mu_0 \tau l w_2 I^2}{\delta} \frac{\epsilon}{1 + \epsilon^2} = Wp \frac{\epsilon}{1 + \epsilon^2}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\epsilon = \mu_0 \gamma r a \Omega / a \delta$ — магнитное число Рейнольдса; $W = B^2 \pi r \delta / \mu$ — энергия магнитного поля в рабочем зазоре; p — число пар полюсов.

Различные авторы по-разному определяли магнитное число Рейнольдса (МЧР). Наиболее наглядное определение МЧР дает Вольдек А.И., рассматривая его как отношение характерного размера электромеханического устройства к квадрату глубины проникновения электромагнитной волны в ротор. В уравнении (8) МЧР получилось автоматически, полностью соответствуя этому определению.

Исследуя уравнение (8) на максимум, определяем критическое значение МЧР, при котором момент тормоза достигает максимума. Оказывается, что

$$\epsilon_{\text{кр}} = 1; \quad M_{\text{max}} = 0,5 Wp. \quad (9)$$

При этом относительный момент

$$\frac{M}{M_{\text{max}}} = \frac{2\epsilon}{1 + \epsilon^2} = \frac{2}{\epsilon + 1/\epsilon} \quad (10)$$

можно определять по очень простой формуле, похожей на известную формулу Клосса.

Найдем критическую угловую скорость ротора, при которой тормозной момент достигает максимума,

$$\Omega_{\text{кр}} = \frac{\alpha \delta}{\mu_0 \gamma a r} = \frac{p \delta}{\mu_0 \gamma a r^2}. \quad (11)$$

Тогда относительная угловая скорость ротора равна

$$\nu_{\text{отн}} = \Omega / \Omega_{\text{кр}} = \epsilon. \quad (12)$$

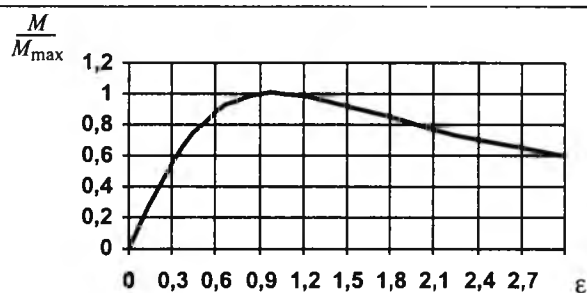


Рис.2. Механическая характеристика любого электромагнитного тормоза с немагнитным ротором

Поэтому уравнение (10) фактически представляет собой механическую характеристику любого электромагнитного тормоза с немагнитным ротором, построенную в относительных единицах (рис.2).

При проектировании различных электромеханических устройств возникают различные требования к их механическим характеристикам — для одних существенно линейность зависимости момента от скорости, для других желательно иметь максимальное значение момента, для третьих важно малое изменение момента в определенном диапазоне скоростей. Эти вопросы могут быстро решаться путем анализа значения МЧР — если $\epsilon \ll 1$, то зависимость момента от скорости практически линейна, если $\epsilon \rightarrow 1$, то момент близок к максимуму и т.д.

Используя формулы для МЧР или для критической скорости, можно найти нужные параметры, изменив которые можно получить требуемую механическую характеристику. Например, для того чтобы сместить максимум момента в область более высоких скоростей, нужно в соответствии с уравнением (11) увеличить числитель (число пар полюсов или зазор) или уменьшить знаменатель (радиус, толщину или электропроводность материала ротора).

Уравнение момента (8) можно сделать более точным, если учесть краевой эффект с помощью поправочного коэффициента [4]: при несимметричных вылетах ротора

$$k_{\text{к.э}} = \text{Re} \left\{ (1 - j\epsilon) \left(1 + \frac{c_1(1 - e^{-\lambda l}) - c_2(1 - e^{-\lambda l})}{\lambda l} \right) \right\};$$

при симметричных вылетах ротора

$$k_{\text{к.э}} = \text{Re} \left\{ (1 - j\epsilon) \left(1 - \frac{1}{\lambda h (\text{cth } \lambda h + \text{th } \alpha(d - h)) \lambda / 2} \right) \right\},$$

где $\lambda^2 = \alpha^2(1 + j\epsilon)$; $l = 2h$ — длина статора; d_1 и d_2 — длина ротора от середины статора (для симметричных вылетов ротора $d_1 = d_2 = d$);

$$c_1 = \frac{c_4 - c_6}{(1 - c_6)(c_3 - 1)}; \quad c_2 = \frac{c_5 - 1}{(1 - c_6)(c_3 + 1)};$$

$$c_3 = \frac{c_3 - 1}{c_4 - 1} e^{\lambda l}; \quad c_6 = \frac{(c_4 + 1)(c_3 - 1)}{(c_3 + 1)(c_4 - 1)};$$

$$c_3 = -\frac{\lambda\gamma_3}{\alpha\gamma_2} \operatorname{th} \alpha(d_1 - h); \quad c_4 = \frac{\lambda\gamma_4}{\alpha\gamma_2} \operatorname{th} \alpha(d_2 - h).$$

Коэффициенты $k_{\kappa\pm}$ получены путем сравнения уравнения (8) с более точным решением полевой задачи, учитывающим вылеты ротора за пределы статора [4].

Для асинхронного двигателя с полым ротором, обмотки которого подключены к переменному напряжению, математическая модель будет иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial^2 B}{\partial x^2} + \mu_0 \gamma \frac{a}{\delta} \frac{\partial B}{\partial t} + \mu_0 \gamma r \Omega \frac{\partial B}{\partial x} &= \mu_0 \frac{\partial J_1}{\partial x}; \\ J_1 &= \frac{2wk_0}{p\tau\delta} (i_a \sin \alpha x + i_b \cos \alpha x); \\ i_a R_a + L_{\sigma a} \frac{di_a}{dt} + \frac{d}{dt} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} w l B dx &= u_a; \\ i_b R_b + L_{\sigma b} \frac{di_b}{dt} + \frac{d}{dt} \int_{-\tau}^0 w l B dx &= u_b; \\ G \frac{d\Omega}{dt} &= M - M_c; \\ M &= r l \delta k_{\kappa\pm} \int_0^{2\pi r} J_1 B dx. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Для симметричного двигателя, работающего в установившемся режиме при симметричном питании, возможно аналитическое решение полученной системы уравнений [4]. При этом

$$M = L_\Gamma I^2 p \frac{\varepsilon}{1 + \varepsilon^2}, \quad \text{где} \quad L_\Gamma = \frac{4\mu_0 l w^2 k_0^2}{p\tau\delta\alpha^2} - \text{ин-}$$

дуктивность обмотки.

Однако значительно чаще встречаются несимметричные режимы работы двигателя, и тогда для расчета целесообразно использовать ЭВМ. Для этого систему уравнений преобразуют и дополняют необходимыми уравнениями.

При однофазном питании и применении конденсатора в качестве фазосдвигающего элемента система уравнений будет иметь следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{1}{L_{\sigma a}} (u - R_a i_a - k_1 c_a); \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{1}{L_{\sigma b}} (u - u_c - R_b i_b + k_2 c_b); \\ \frac{du_c}{dt} &= \frac{i_b}{C}; \quad \frac{dB_a}{dt} = c_a; \quad \frac{dB_b}{dt} = c_b; \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{G} (M - M_c); \quad M = k_3 (B_a i_b k_b - B_b i_a k_a); \\ c_a &= k_4 b_a i_a - k_5 B_a + p \Omega B_b; \\ c_b &= k_4 b_b i_b - k_5 B_b - p \Omega B_a; \\ k_1 &= \frac{2}{\pi} \tau l w_a k_0; \quad k_2 = \frac{2}{\pi} \tau l w_b k_0; \\ k_3 &= \pi r^2 l \delta k_{\kappa\pm}; \quad k_4 = \frac{\alpha \delta}{\gamma a}; \quad k_5 = \frac{\alpha^2 \delta}{\mu_0 \gamma a}. \end{aligned} \right\}$$

Математическая модель асинхронного тахогенератора с полым ротором получается из системы уравнений (13), если в ней положить $u_b = i_b Z_n$, где Z_n — сопротивление нагрузки. Тогда напряжение u_b будет определять выходное напряжение тахогенератора. Задав линейный закон изменения скорости $\Omega = kt$, можно оценить влияние различных параметров тахогенератора на линейность изменения выходного напряжения и, соответственно, на точность преобразования частоты вращения в напряжение.

Датчик углового ускорения можно получить, подключив обмотку тахогенератора к постоянному напряжению и сняв напряжение с генераторной обмотки. Задавая угловое ускорение неизменным ($d\Omega/dt = \text{const}$), можно исследовать влияние различных параметров на линейность преобразования ускорения в напряжение.

Для математического моделирования переходных и установившихся режимов работы различных АМПНР на основе полученных уравнений разработан достаточно удобный пакет программ для ПЭВМ IBM PC, с помощью которого можно рассчитать переходные и статические режимы работы двух- и трехфазных АМПНР, при этом машины могут быть как симметричными, так и несимметричными.

Результаты расчета можно сразу же просмотреть в виде динамической механической, статической механической и регулировочной характеристик, вывести таблично и сохранить файл для дальнейшей обработки. Пакет обладает интуитивно понятным и удобным оконным интерфейсом, доступ к функциям программ осуществляется посредством ниспадающих меню.

Отличительной особенностью пакета является автоматическое использование специальной процедуры сжатия данных при нехватке выделенного числа расчетных точек, что теоретически позволяет рассчитывать сколь угодно длительные переходные процессы.

Полученные уравнения и программы для ПЭВМ прошли экспериментальную проверку.

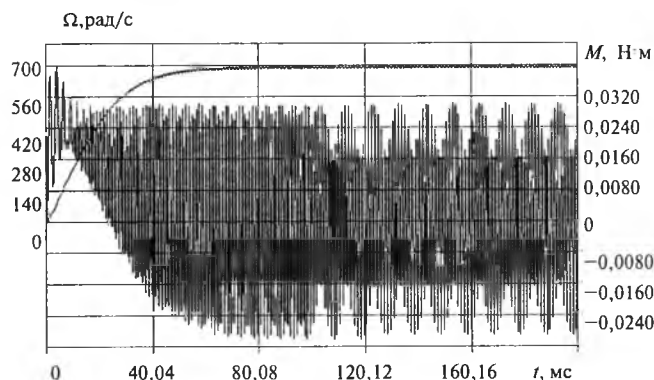


Рис. 3. Осциллограмма пуска конденсаторного АДПНР

При этом они оказались сравнительно простыми и удобными в использовании.

На рис.3 для примера показана осциллограмма нормального пуска конденсаторного АДПНР, полученная с помощью описанного пакета программ.

Список литературы

1. Вольдек А.И. Индукционные магнитодинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970.
2. Круминь Ю.К. Взаимодействие бегущего магнитного поля с проводящей средой. Рига: Зинатне, 1969.
3. Охременко Н.М. Основы теории и проектирования линейных индукционных насосов для жидких металлов. М.: Атомиздат, 1968.
4. Потапов Л.А. Математические модели электромеханических устройств с полыми немагнитными роторами для установившихся и переходных режимов работы//Изв. вузов. Электромеханика. 1987. №4. С. 24—34.
5. Потапов Л.А., Максимцев Е.И. Исследование механических характеристик двигателей с немагнитными роторами//Электромеханические устройства и системы. Брянск, 1997. С. 25—28.



Потапов Леонид Алексеевич — заведующий кафедрой промышленной электроники и электротехники Брянского государственного технического университета, доктор техн. наук, проф., чл.-кор. РАЭН. В 1961 г. закончил Брянский институт транспортного машиностроения, в 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию в Воронежском политехническом институте по теме «Исследования нагрузочно-измерительных устройств для испытания микроэлектродвигателей», в 1989 г. защитил докторскую диссертацию в МЭИ по теме «Разработка электромеханических устройств для испытания электродвигателей малой мощности».

Максимцев Евгений Иванович — старший преподаватель кафедры промышленной электроники и электротехники Брянского государственного технического университета. В 1991 г. закончил энергомашиностроительный факультет Брянского института транспортного машиностроения.



Теоретический анализ диагональной обмотки

БЕЛЯКОВ П.Ю., ПИСАРЕВСКИЙ Ю.В., ТИТОВА Л.Н.

Воронежский ГТУ

Электродвигатели с полым немагнитным ротором, обладая хорошими энергетическими показателями, надежностью и высокими эксплуатационными характеристиками, имеют широкую область применения и потому представляют большой интерес как для производителя, так и для потребителя. Многообразие конструкций таких электродвигателей объясняется различными требованиями как к их функциональности, так и к стоимости, которая складывается из стоимости материалов и технологических затрат на производство. В частности, изготовление обмотки полового якоря — процесс трудоемкий и дорогостоящий, что является основной причиной высокой цены электродвигателей данного типа. Снижение технологической себестоимости полых якорей может быть достигнуто путем автоматизации процесса изготовления, что в свою очередь требует изменения конструкции обмотки. Наиболее просто поддается автоматизации изготовление диагональных (прошивных, сотовых) 2-6-слойных обмоток [1—3]. В этих обмотках витки укла-

дываются под углом к образующей цилиндра якоря вплотную друг к другу или вразбежку. Коэффициент заполнения медью колеблется в пределах 0,3—0,6.

Однако в доступной специальной литературе информация по методикам расчета как самой обмотки, так и электродвигателя с такой обмоткой не обнаружена, что свидетельствует о недостаточной изученности теоретической стороны вопроса. На кафедре электромеханических систем и электроснабжения ВГТУ данная проблема исследуется в течение ряда последних лет. В [4] приведены частные результаты анализа диагональной обмотки численным методом. Данный подход позволяет учитывать большое количество технологических параметров обмотки при поверочных расчетах машины, но при проектировании более целесообразно использовать аналитические методы расчета, рассмотрению которых посвящена предлагаемая работа.

На рис.1 показаны: виток диагональной обмотки и распределение значений магнитной ин-

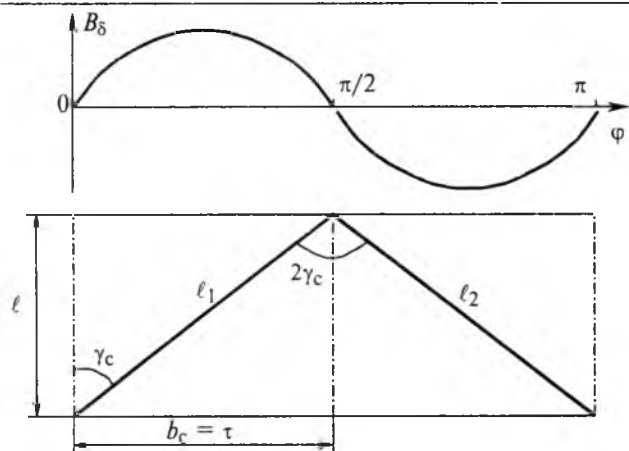


Рис.1. Расположение витка сотовой обмотки и распределение индукции вдоль расточки индуктора

дукции в воздушном зазоре вдоль расточки индуктора машины с внутриакторным цилиндрическим магнитом (серия ДПР). Полагая, что магнитное поле вращается относительно обмотки якоря, приходим к выводу о том, что модуль вектора ЭДС витка на комплексной плоскости остается неизменным, а его фаза определяется положением витка относительно оси полюсов. Учтя переменный характер ЭДС в обмотке якоря, воспользуемся подходом, применяемым при анализе обмоток машин переменного тока.

В соответствии с общей теорией электрических машин [5] выражение для ЭДС скошенного проводника левой активной стороны витка, при синусоидальном распределении индукции в воздушном зазоре (рис.1), может быть записано в следующем виде:

$$E'_1 = E_1 k_c,$$

где E'_1 — ЭДС скошенного проводника; E_1 — ЭДС проводника без скоса; $k_c = \sin(p\gamma_c/2)/(\sin\gamma_c/2)$ — коэффициент скоса; $p\gamma_c = \frac{\pi b_c}{\tau}$ — электрический

угол скоса, γ_c — угол наклона проводника к образующей; b_c — скос проводника; τ — полюсное деление; p — число пар полюсов.

ЭДС второй активной стороны скошенного витка определяется аналогичным образом

$$E'_2 = E_2 k_c.$$

Из рис.1 видно, что начала активных сторон витков расположены на расстоянии b_c . Проводник правой активной стороны витка занимает такое же положение по отношению к полюсам, как и проводник левой активной стороны витка, поэтому в обоих проводниках одновременно наводятся одинаковые ЭДС, которые при обходе по витку складываются

$$E' = E'_1 + E'_2 = 2E_{np},$$

где E' — ЭДС витка обмотки; E_{np} — ЭДС активного проводника обмотки.

Положения начал проводников левой и правой активных сторон витка в магнитном поле характеризуются относительным шагом

$$\beta = \frac{b_c \pi}{\tau}.$$

Векторы ЭДС двух проводников одного витка сдвинуты по фазе на угол β . Вектор ЭДС витка представляет собой разность векторов ЭДС проводников

$$\vec{E}' = \vec{E}'_1 - \vec{E}'_2.$$

На рис.2 представлено сложение векторов ЭДС проводников витка:

$$E' = 2E_{np} \sin \frac{\beta}{2} = 2E_{np} \sin \frac{p\gamma_c}{2},$$

где $\sin(p\gamma_c/2) = K_\phi$ — коэффициент фазы полувитка, характеризующий взаимное положение векторов ЭДС активных проводников витка обмотки на комплексной плоскости.

Поскольку все N проводников диагональной обмотки соединены последовательно, обмотка разделена на S секций, то в одну секцию входит $w = N/S$ проводников. ЭДС витков сдвинуты по фазе относительно друг друга на угол $\gamma_p = \frac{2\pi p}{wS}$.

ЭДС параллельной ветви обмотки, с $S/(2a)$ секциями и $N/(2a)$ проводниками, равна

$$E'_b = \frac{E_{np} \frac{N}{2a} \sin \frac{S\gamma_p}{4}}{\frac{S}{2} \sin \frac{\gamma_p}{2}},$$

где $2a$ — число параллельных ветвей обмотки.

Уменьшение ЭДС, вызванное распределением проводников секций под полюсом, учитывается коэффициентом распределения

$$k_p = \frac{2 \sin \frac{S\gamma_p}{4}}{S \sin \frac{\gamma_p}{2}} = \frac{2 \sin \frac{\pi p}{2w}}{S \sin \frac{\pi p}{wS}}.$$

Среднее значение ЭДС диагональной обмотки с учетом особенности расположения витков под полюсами определяется следующим выражением:

$$E'_{об} = \frac{Np}{2a\pi} \Omega \Phi_\delta k_{об} (1 + \cos \xi),$$

где Φ_δ — магнитный поток в воздушном зазоре; Ω — угловая частота; $k_{об} = k_c k_\phi k_p$ — обмоточный коэффициент; $\xi = \alpha/2$ — при четном числе секций и $\xi = \alpha/4$ — при нечетном числе секций, где $\alpha = 2\pi p/S$.

При несинусоидальном распределении индукции в воздушном зазоре вдоль расточки индук-

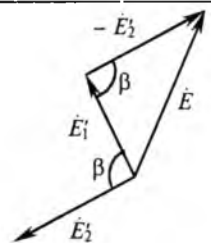


Рис.2. Сложение векторов ЭДС

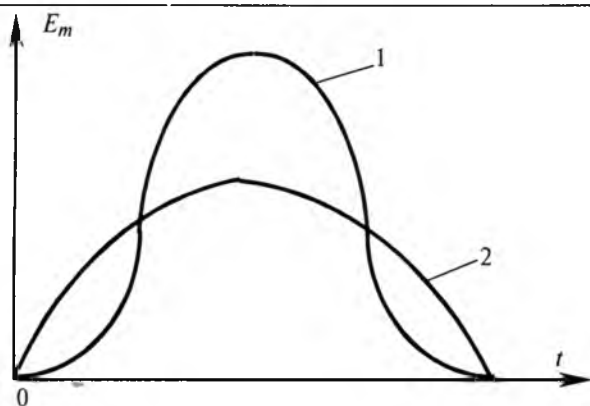


Рис.3. Кривые ЭДС прямоугольного витка с полным шагом (1) и витка диагональной обмотки (2) при вращении в несинусоидальном поле

тора следует рассчитать ЭДС обмотки для каждой v -й гармоники, причем значение $k_{об}$ для каждого случая зависит от номера v :

$$k_{обv} = k_{cv} k_{fv} k_{pv},$$

где $k_{cv} = \sin(v\gamma_c/2)/(\gamma_c/2)$ — коэффициент скоса

v -й гармоники; $k_{fv} = \sin \frac{v\gamma_f}{2}$ — коэффициент

фазы v -й гармоники; $k_{pv} = 2\sin(v\gamma_p/4)/(S\sin(v\gamma_p/2))$ — коэффициент распределения v -й гармоники.

Амплитудное значение ЭДС обмотки

$$E' = \sqrt{E_{1m}^2 + E_{3m}^2 + E_{5m}^2 + \dots + E_{vm}^2}.$$

Экспериментальные исследования показали, что кривая мгновенных значений ЭДС, наводимой в витке диагональной обмотки, при вращении в несинусоидальном магнитном поле, практически не содержит высших гармоник. На рис.3 представлены экспериментальные кривые ЭДС прямоугольного и диагонального витков, наводимые полем цилиндрического магнита с лысками.

Амплитудные значения ЭДС диагонального и классического витка с диаметральной шагом имеют соотношение

$$E'/E \approx 2/3 = 0,667.$$

При расчете численным методом [4] было получено соотношение ЭДС витков диагональной и классической обмоток, равное 0,655.

При расчете ЭДС диагональной обмотки, проводники которой имеют скос на полюсное деление $b_c = \tau$, число параллельных ветвей $2a=2$, число пар полюсов $2p=2$, получено следующее значение обмоточного коэффициента: $k_{об}=0,64$ ($k_{об1}=0,636$, $k_{об3}=0,21$, $k_{об5}=0,124$).

Выводы

1. Расчеты ЭДС диагональной обмотки с учетом ее конструктивных особенностей можно производить на основе общей теории обмоток электрических машин переменного тока, что подтвер-

ждается сходимостью (в пределах 3—5%) результатов эксперимента и расчетов численным и аналитическим методами.

2. Амплитудное значение ЭДС витка диагональной обмотки при прочих равных условиях составляет 64—67% амплитудного значения ЭДС классического прямоугольного витка.

Список литературы

1. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Осин И.Л., Антонов М.В. Устройство и производство электрических машин малой мощности: Учебн. пособие для СПТУ. М.: Высшая школа, 1988.
3. Беляков П.Ю., Титова Л.Н. Полуавтомат для изготовления сотовых обмоток/ВГТУ Воронеж. 1999. Деп. в ВИНТИ 22.03.99 № 870 — В99.
4. Беляков П.Ю., Титова Л.Н. Теоретический анализ сотовой обмотки//Электромеханические устройства и системы: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: Воронежский институт МВД России, 1999. С.94—99.
5. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергия, 1980.



Беляков Павел Юрьевич — доцент кафедры электромеханических систем и электроснабжения Воронежского государственного технического университета. Окончил факультет автоматики и электромеханики Воронежского политехнического института в 1981 г. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Влияние технологических погрешностей на характеристики коллекторных магнитоэлектрических двигателей постоянного тока».

Писаревский Юрий Валентинович — доцент кафедры электромеханических систем и электроснабжения Воронежского государственного технического университета. Окончил факультет автоматики и электромеханики Воронежского политехнического института в 1979 г. В 1985 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Анализ и расчеты электродвигателей постоянного тока с внутри-якорными магнитами».



Титова Лариса Николаевна — аспирант кафедры электромеханических систем и электроснабжения Воронежского государственного технического университета. Окончила факультет автоматики и электромеханики Воронежского политехнического института в 1987 г.



Электromагнитные демпферы с продольными прорезями полого ротора

ХАЙРУЛЛИН И.Х., ИСМАГИЛОВ Ф.Р., САТТАРОВ Р.Р.

УГАТУ

В конце 60-х годов в МЭИ начались работы по исследованию и разработке электродинамических демпферов для амортизаторов стыковочных механизмов под руководством канд. техн. наук, доцента Г.С. Тамояна [1,2]. Большую помощь и поддержку в этой работе оказывал зав. кафедрой электрических машин, чл.-кор. АН СССР, доктор техн. наук, проф. Г.Н. Петров. В дальнейшем исследования в этой области были продолжены в УАИ (ныне Уфимский государственный авиационный технический университет) [3]. Тем не менее в настоящее время интерес к подобным устройствам не ослабевает. В данной статье рассматривается демпфер с продольными прорезями, позволяющими ослабить влияние поперечного краевого эффекта и увеличить электромагнитный момент.

На рис.1 представлена расчетная схема демпфера. Ротор развернут в плоскость, причем в каждой зоне введена своя система координат.

Электромагнитные процессы в электромагнитных демпферах описываются уравнениями Максвелла для медленно движущихся изотропных и проводящих сред. В системе координат жестко связанной с ротором для комплексных амплитуд, они будут следующими [4]:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{ст}}; \operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega \vec{B}; \vec{B} = \mu\mu_0 \vec{H}; \vec{\delta} = \sigma \vec{E}, (1)$$

где $\vec{\delta}_{\text{ст}}$ — плотность стороннего тока.

Решение этих уравнений с учетом всех конструктивных особенностей преобразователя не представляется возможным. Поэтому при решении принимаются допущения, мало искажающие реальную картину электромагнитных процессов:

— толщина рабочего зазора значительно меньше среднего радиуса и магнитное поле плоскопараллельно;

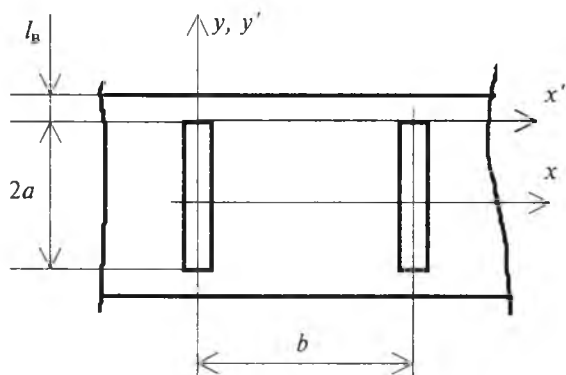


Рис.1.

— индукция первичного магнитного поля в воздушном зазоре задана основной пространственной гармоникой; вне индуктора поле равно нулю;

— плотность вихревых токов по толщине ротора постоянна;

— магнитная проницаемость материала ротора равна μ_0 , а магнитная проницаемость стали магнитопровода равна бесконечности;

— ширина прорези мала по сравнению с расстоянием между прорезями.

Для определения всех параметров демпфера необходимо найти распределение магнитного поля в зазоре, а также плотности вихревых токов в роторе. Согласно принятым допущениям напряженность магнитного поля имеет одну составляющую по оси z , а плотности токов будут иметь две составляющие:

$$\vec{\delta}_x = \frac{\partial \vec{H}}{\partial y}; \quad \vec{\delta}_y = \frac{\partial \vec{H}}{\partial x}. (2)$$

Здесь и далее индекс z у напряженности магнитного поля для краткости опускается.

Магнитное поле определяется в виде суммы поля индуктора (известное поле) H_0 и поля индуцированных вихревых токов H . Тогда из (1) с учетом принятых допущений можно получить:

— в активной зоне (система координат $x0y$, $0 < x < b$, $-a < y < a$):

$$\frac{\partial^2 \dot{H}_a}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{H}_a}{\partial y^2} - j\epsilon\alpha^2 \dot{H}_a = j\epsilon\alpha^2 \dot{H}_0 e^{-j\alpha x}, (3)$$

где $\alpha = \pi/\tau$; τ — полюсное деление; $\epsilon = \frac{\mu_0\sigma\omega}{\alpha^2} k_d$ —

магнитное число Рейнольдса; $\omega = p\Omega$; Ω — угловая скорость вращения; k_d — коэффициент приведения, учитывающий влияние пазов и насыщения;

— в зоне вылетов (система координат $x'0y'$, $0 < x' < b$, $0 < y' < l_b$)

$$\frac{\partial^2 \dot{H}_b}{\partial x'^2} + \frac{\partial^2 \dot{H}_b}{\partial y'^2} - j\epsilon_b\alpha^2 \dot{H}_b = 0, (4),$$

где $\epsilon_b = \frac{\mu_0\sigma_b\omega}{\alpha^2} k_{db}$.

Решения этих уравнений должны удовлетворять условиям сопряжения на границах областей. В активной зоне

$$\dot{H}_a = -\dot{H}_0 \frac{j\epsilon}{1+j\epsilon} e^{-j\alpha x} + \dot{H}_0 \frac{j\epsilon}{1+j\epsilon} \sum_{k=1}^{\infty} C_k \frac{\operatorname{ch}(\lambda_k y)}{\operatorname{ch}(\lambda_k a)} \sin(b_k x), (5)$$

где $\beta_k = k\pi/b$; $\lambda_k^2 = \beta_k^2 + j\varepsilon\alpha^2$.

Это решение уже удовлетворяет граничному условию при $x = 0$ и $x = b$:

$$\vec{\delta}_x = 0.$$

Как видно из структуры выражения (5), решение в активной зоне представляет собой сумму двух слагаемых. Первое — бегущая волна с основной пространственной гармоникой, что соответствует полю в проводящей полосе без учета поперечного краевого эффекта, а второе — пульсирующее поле. Соответственно решение в зоне вылетов:

$$\begin{aligned} \dot{H}_B = \dot{H}_0 \frac{j\varepsilon}{1+j\varepsilon} \left[\sum_{k=1}^{\infty} D_k \left(\frac{\text{sh}(\gamma_k y)}{\text{sh}(\gamma_k l_B)} - \frac{\text{ch}(\gamma_k y)}{\text{ch}(\gamma_k l_B)} \right) \times \right. \\ \left. \times \sin(b_k x) + E \left(\frac{\text{sh}(\gamma y)}{\text{sh}(\gamma l_B)} - \frac{\text{ch}(\gamma y)}{\text{ch}(\gamma l_B)} \right) e^{-j\alpha x} \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где $\gamma^2 = \alpha^2(1+j\varepsilon_B)$; $\gamma_k^2 = \beta_k^2 + j\varepsilon_B\alpha^2$.

Это решение уже также удовлетворяет граничному условию при $y = l_B$:

$$\vec{\delta}_y = 0.$$

Из оставшихся граничных условий на границе между активной зоной и вылетами определяются неизвестные постоянные интегрирования C_k , D_k и E :

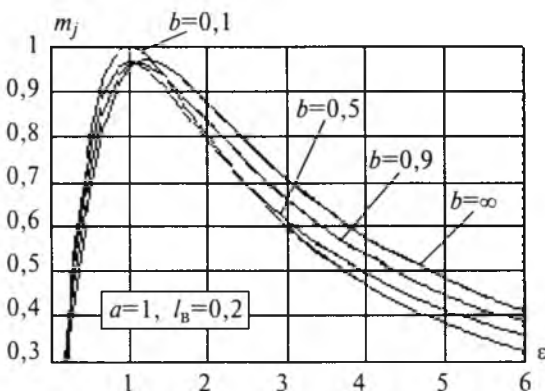
$$E = \text{ctg}(\gamma l_B); \quad D_k = -C_k \text{ctg}(\gamma_k l_B);$$

$$C_k = \frac{\gamma \text{ctg}(\gamma l_B)}{\sigma_B \lambda_k \text{th}(\lambda_k a) + \gamma_k \text{cth}(\gamma_k l_B)} A_k;$$

$$A_k = \begin{cases} \frac{1 - (-1)^k e^{j\alpha b}}{\beta_k^{*2} - 1} & \text{при } \beta_k^* \neq 1; \\ \frac{1}{2} \left(j\alpha b + \frac{e^{j2\alpha b} - 1}{2} \right) & \text{при } \beta_k^* = 1; \end{cases} \quad (7)$$

σ_B^* — относительная проводимость материала вылетов; $\beta_k^* = \beta_k/a$.

Плотности токов находятся согласно уравнениям (2). В активной зоне



$$\delta_{xa} = \dot{H}_0 \frac{j\varepsilon}{1+j\varepsilon} \sum_{k=1}^{\infty} C_k \lambda_k \frac{\text{sh}(\lambda_k y)}{\text{ch}(\lambda_k a)} \sin(b_k x);$$

$$\delta_{ya} = -\dot{H}_0 \frac{j\varepsilon}{1+j\varepsilon} \left[\sum_{k=1}^{\infty} C_k \beta_k \frac{\text{ch}(\lambda_k y)}{\text{ch}(\lambda_k a)} \cos(b_k x) + j\alpha e^{-j\alpha x} \right]. \quad (8)$$

На ротор действует сила, имеющая две составляющие. Тангенциальная (по x) составляющая силы определяется результирующим магнитным полем и аксиальной составляющей плотности индуцированных токов. Суммарная аксиальная (по y) составляющая силы в случае симметричного ротора равна нулю. Усредненная по времени сила, действующая на элементарный объем dV , определяется как [4,5]

$$df_x = \frac{\mu_0}{2} \text{Re}\{\tilde{\delta}_y \tilde{H}_0\} dV,$$

где знак \sim означает комплексно-сопряженную величину.

После ряда вычислений получим, что общая сила, действующая на весь ротор,

$$F = F_{\text{баз}}(m_j + \Delta m_j),$$

а момент

$$M = F_{\text{баз}} R(m_j + \Delta m_j),$$

где $F_{\text{баз}} = \frac{\mu_0 |\dot{H}_0|^2}{2} \Delta 2a$; R — средний радиус ротора; $m_j = \frac{2\varepsilon}{1+\varepsilon^2}$ — относительная сила (момент) в демпфере без краевых эффектов;

$\Delta m_j = -\frac{2\varepsilon}{\alpha b} \text{Re}\left\{ \frac{1}{1+j\varepsilon} \sum C_k \beta_k \frac{\text{th}(\lambda_k a)}{\lambda_k a} \right\}$ — добавка к силе, обусловленная прорезями и конечной шириной ротора;

$$B_k = \begin{cases} \frac{1}{\alpha b} \frac{\beta_k^*}{(\beta_k^{*2} - 1)^2} (1 - (-1)^k \cos(\alpha b)) & \text{при } \beta_k^* \neq 1; \\ \frac{j k^* \pi}{2} & \text{при } \beta_k^* = 1. \end{cases}$$

На рис.2 представлены выходные характеристики демпфера с прорезями. Кривые, отмечен-

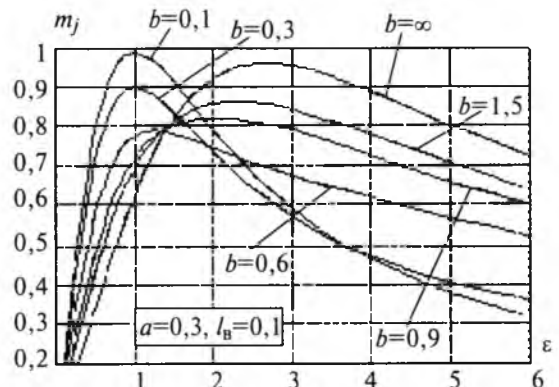


Рис.2.

ные как $b=\infty$, рассчитаны по формулам для демпфера без прорезей [3]. Из кривых видно, что выполнение демпферов с аксиальными прорезями на роторе приводит к повышению электромагнитного момента, при этом при увеличении количества прорезей максимальный момент возрастает и смещается в сторону малых частот. Применение прорезей наиболее эффективно при малой ширине демпфера (малых a/τ).

В статье рассмотрен лишь цилиндрический демпфер, тем не менее подобное решение, позволяющее повысить электромагнитный момент, может быть применено к дисковым и коническим тормозам, а также к другим электромеханическим преобразователям энергии.

Список литературы

1. Тамоян Г.С., Хайруллин И.Х. Влияние геометрии ротора на электромагнитный момент торцевой индукционной машины//Электричество. 1972. №6.
2. Сыромятников В.С., Хайруллин И.Х. Магнитоэлектрическое демпфирование в амортизаторах стыковых механизмов//Космические исследования. 1977. Вып.4, т.25.
3. Хайруллин И.Х., Исмагилов Ф.Р. Электромагнитные переходные процессы в малоинерционных явнополюсных тормозах и муфтах//Электричество. 1998. №5.
4. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия. 1970.
5. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах// М.: Высшая школа, 1989.



Хайруллин Ирек Ханиевич — профессор Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ). В 1963 г. окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1979 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Исследование электромагнитных демпфирующих элементов систем управления».

Исмагилов Флюр Рашитович — профессор УГАТУ. В 1973 г. окончил электромеханический факультет Уфимского авиационного института. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Электромагнитные элементы систем управления со сложной геометрией ротора».



Саттаров Роберт Радилович — аспирант кафедры электромеханики УГАТУ. В 1996 г. окончил физический факультет Башкирского государственного университета.

Многоэлементный плоский двигатель с массивным дисковым ротором

АННЕНКОВ А.Н., ОРЛОВ В.В.

Воронежский ГТУ

Современный этап технического прогресса связан с созданием новых высоконадежных электротехнических устройств, открывающих широкие возможности внедрения автоматизации. Во многих промышленных установках повышенные требования предъявляются не только к техническим характеристикам электроприводов (диапазон регулирования и равномерность скорости, энергетические показатели, быстродействие и др.), но и к их эксплуатационным показателям (функциональные возможности, надежность работы, простота обслуживания). В ряде случаев решается задача разработки электроприводов на основе специальных электрических машин [1].

Безредукторный электропривод на основе индукционных машин с разомкнутым магнитопро-

водом (ИМРМ) позволяет обеспечить поступательное или вращательное перемещение исполнительного механизма по заданному закону без использования промежуточных передаточных звеньев. За счет этого расширяется диапазон принятия конструкторских решений, появляются новые возможности компоновки технологического оборудования, упрощаются кинематические схемы, повышается надежность управления. При создании таких приводов решаются задачи разработки и поиска новых конструкций электрических машин с улучшенными функциональными и приемлемыми энергетическими показателями. В последние годы находят применение многоэлементные электромеханические системы, иногда называемые совмещенными электрическими ма-

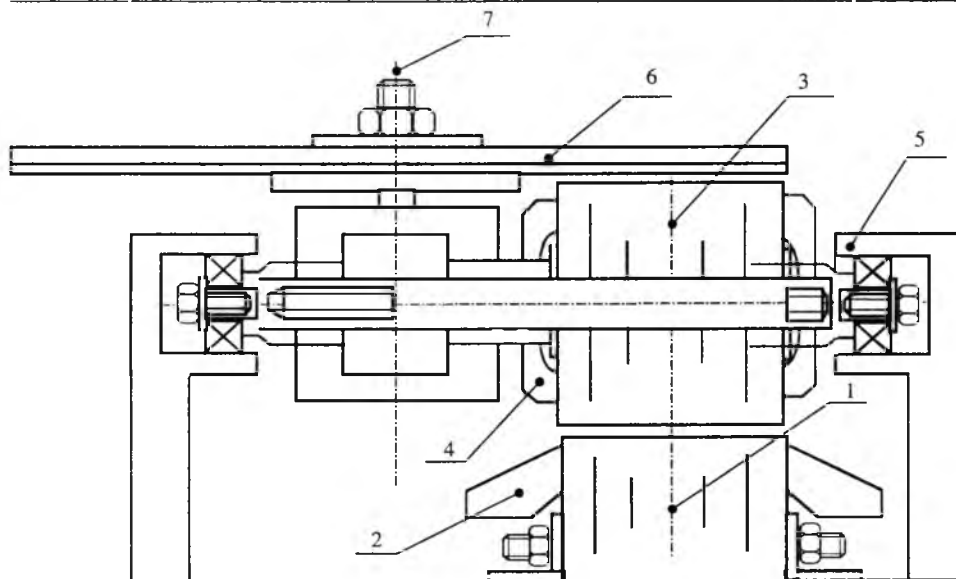


Рис.1. Конструктивная схема ЛДДП с МДР:

1 — индуктор статора, 2 — обмотка управления; 3 — подвижный индуктор, 4 — обмотка возбуждения; 5 — направляющая; 6 — МДР, 7 — ось вращения МДР

шинами. Практическая реализация идеи совмещения в одной машине нескольких конструктивных элементов позволяет решить задачу расширения ее функциональных возможностей [2].

Рассмотренные обстоятельства определили целесообразность создания многоэлементной асимметричной индукционной машины с массивным дисковым ротором, или линейного двигателя двойного питания (ЛДДП) с массивным дисковым ротором (МДР), в котором обеспечивается совмещение поступательного и вращательного видов движения [3].

Конструктивная схема ЛДДП с МДР показана на рис.1. Двигатель содержит индуктор статора (ИС) 1, имеющий трехфазную обмотку управления (ОУ) 2, подвижный индуктор (ПИ) 3, имеющий трехфазную обмотку возбуждения (ОВ) 4, установленный с возможностью поступательного перемещения в направляющих 5, а также МДР 6, установленный с возможностью вращения относительно оси 7, проходящей перпендикулярно торцам ротора 6, которая жестко закреплена на ПИ 3.

Первичные ОУ и ОВ, размещенные соответственно на статоре и на подвижной части, связаны в электромагнитном отношении результирующим потоком в зазоре между индукторами (δ_1). В результате электромагнитного взаимодействия полей первичных обмоток ПИ перемещается по соответствующему закону или занимает относительно ИС устойчивые равновесные положения. МДР, установленный на ПИ, вращается в результате взаимодействия полей ПИ и МДР, связанных в электромагнитном отношении результирующим потоком в зазоре между ПИ и МДР (δ_2).

Принцип регулирования ЛДДП с МДР состоит в следующем. Частоты токов в ОВ и ОУ связаны соотношением:

$$f_2 = f_1 s_1, \quad (1)$$

где f_1 , f_2 — частоты токов, соответственно в ОУ и ОВ; s_1 — относительная разность асинхронной скорости v_{1s} движения поля в δ_1 и скорости v_2 движения ПИ.

Выражение (1) определяет соотношение между линейными скоростями

$$v_2 = v_{1s}(1 - f_2/f_1), \quad (2)$$

где $v_{1s} = 2\tau f_1$.

Регулируя частоту f_1 при $f_2 = \text{const}$ можно изменять скорость перемещения ПИ. При этом если $f_2 < f_1$ ПИ движется в направлении синхронной скорости поля v_{1s} , если $f_2 > f_1$ — в противоположную сторону.

Частота вихревых токов в материале МДР f_3 связана с частотой токов в ОВ соотношением, аналогичным (1):

$$f_3 = f_2 s_2, \quad (3)$$

где s_2 — относительная разность синхронной скорости v_{2s} поля в δ_2 и линейной скорости v_3 движения МДР.

Синхронная скорость поля в зазоре δ_2

$$v_{2s} = 2\tau f_2. \quad (4)$$

Линейная скорость МДР (без учета кривизны поверхности ротора)

$$v_3 = v_{2s}(1 - f_2/f_3). \quad (5)$$

При $f_2 < f_1$ направление v_2 и v_3 совпадает, а при $f_2 > f_1$ — противоположное.

МДР вращается асинхронно по отношению к бегущему в δ_2 электромагнитному полю. Движение ПИ может осуществляться как в синхронном, так и в асинхронном режимах. Основное отличие при этом состоит в характере электро-механической устойчивости ПИ. В синхронном режиме частота f_1 однозначно определена в зависимости от заданной скорости v_2 и не зависит от нагрузки (результирующей силы, действующей на ПИ). При этом ЛДДП с МДР со стороны δ_1 приобретает свойства синхронной маши-

ны, перегрузочная способность которой определяется допустимым углом ζ_Φ между составляющими результирующего поля (потоками индукторов) в δ_1 .

В связи с тем, что магнитная цепь машины разомкнута, а также учитывая, что магнитные потоки замыкаются через ярмо ПИ, при насыщении которого неравномерность распределения поля в обоих зазорах увеличивается, угол ζ_Φ теоретически зависит от положения ПИ относительно ИС.

Если первичные обмотки питаются от источников тока, причем катушки соответствующих фаз соединены последовательно; ПИ не выходит за пределы развертки ИС; диапазон скоростей v_2 составляет $(0,005 \div 0,1)$ м/с (соответствует $s_1 \approx 1$); сталь индукторов не насыщена (конструктивные зазоры ограничены снизу в связи с наличием сил одностороннего магнитного притяжения), то зависимость тяговой силы ПИ от взаимного положения индукторов не проявляется, что было подтверждено многочисленными экспериментальными исследованиями [4].

В синхронном режиме движения ПИ $f_1 = \text{const}$ ($s_1 = \text{const}$) при этом $v_2 = 2\tau(f_1 - f_2)$. Значение ζ_Φ остается постоянным, если электромагнитная тяговая сила ПИ, уравнивающая действующие на него силы, не изменяется, поэтому ПИ устойчив по углу ζ_Φ , который определяется углом между токами фаз ОВ и ОУ. Значение допустимого ζ_Φ соответствует максимальной тяговой силе ПИ. В том случае, если силы сопротивления превышают значение максимальной тяговой силы ПИ, угол ζ_Φ начинает изменяться в пределах от 0 до 2π , а ПИ выпадает из синхронизма.

В асинхронном режиме движения ПИ последний устойчив по скорости движения (скольжению), при этом изменению нагрузки ПИ соответствует изменение скольжения s_1 (частоты тока ОУ). Режимы работы ЛДДП с МДР определяются выбранным вариантом управления перемещением ПИ.

Структурная схема управления перемещением ПИ ЛДДП с МДР изображена на рис.2. В качестве системы управления и силовой части, питающей первичные обмотки ЛДДП с МДР, использован модифицированный вариант двухкоординатного электропривода РАЗМЕР-2М-5-2. Трехфазные обмотки индукторов питаются от транзисторных преобразователей частоты (ПЧ1, ПЧ2) с промежу-

точным звеном постоянного напряжения, содержащих регулируемые источники тока (РИТ1—РИТ6). Формирователь сигналов (ФС) преобразует выходной сигнал датчика положения (ДП) ПИ в сигналы $\pm U_{o.cfv_2}$, $\pm U_{o.cv_2}$ пропорциональные скорости ПИ. Блок задания частоты (ЗЧ) определяет частоту f_1 тока ОУ в синхронном режиме движения ПИ. Преобразователь координат ПИ (ПК2) содержит формирователь амплитуды тока (ФТ2) и формирователь частоты (ФЧ2). Поскольку обратная связь по скорости МДР отсутствует (рассматриваем систему управления движением ПИ), сигналы задания амплитуды и частоты токов U_{3I_2} , U_{3f_2} полностью определяют токи ОВ.

Преобразователь координат ИС (ПК1) содержит формирователь амплитуды тока (ФТ1), формирователь фазы (ФФ) и формирователь частоты (ФЧ1). Амплитуда тока ОУ определяется сигналом задания U_{3I_2} . Частота тока ОУ определяется суммой аналоговых сигналов задания U_{3f_2} и обратной связи по скорости ПИ $\pm U_{o.cfv_2}$ в зависимости от выбранного направления скорости движения ПИ (т.е. соотношения частот f_2 и f_1). Формирователь ФФ осуществляет сдвиг сигналов, поступающих с ФЧ1, соответствующий аналоговому сигналу $\pm U_\zeta$ на выходе регулятора скорости v_2 (РС), пропорциональному разности сигналов задания скорости $\pm U_{3v_2}$ и обратной связи по скорости $\pm U_{o.cv_2}$. На выходе операционного усилителя РС включен нелинейный элемент, ограничивающий сигнал $\pm U_\zeta$ (т.е. значение угла ζ_Φ).

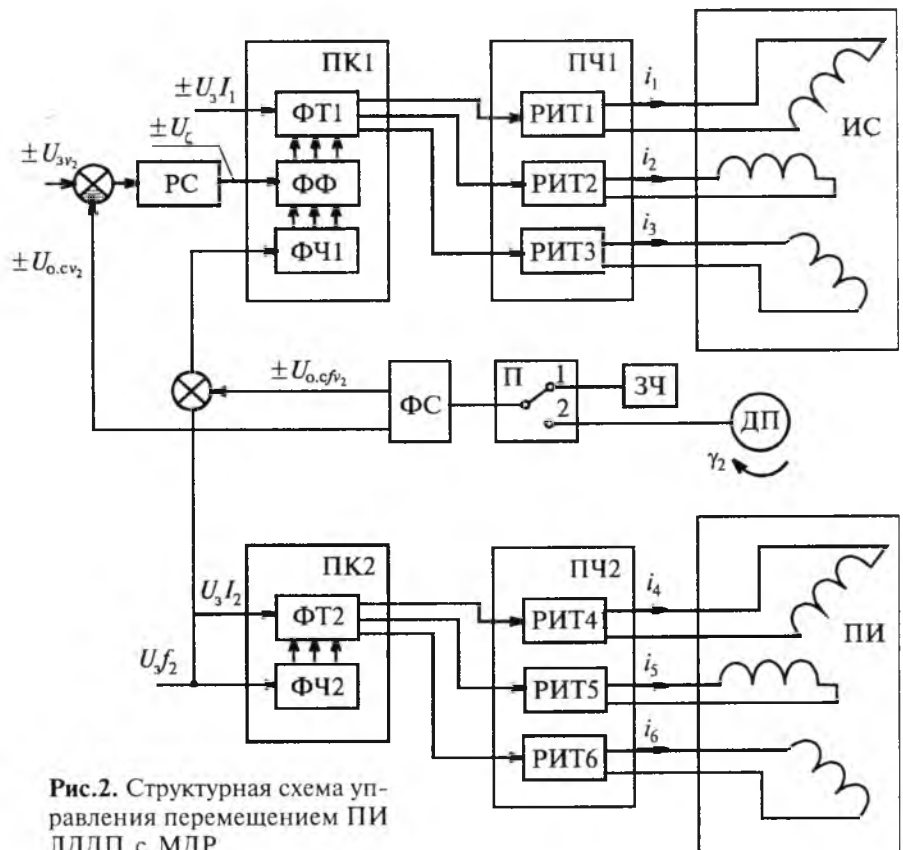


Рис.2. Структурная схема управления перемещением ПИ ЛДДП с МДР

Если переключатель (П) стоит в положении 1, то структурная схема управления ЛДДП соответствует синхронному режиму движения ПИ, если в положении 2, то асинхронному.

Для скоростей ПИ из нижней части рассматриваемого интервала соотношение частот f_1 и f_2 таково, что ПИ втягивается в синхронизм при разгоне с начальной скоростью $v_2 = 0$, (при синхронном пуске). Для максимальных скоростей ПИ целесообразно осуществлять частотный пуск, при котором сигнал с ЗЧ плавно изменяется от уровня, определяющего f_2 , до уровня f_1 . В асинхронном режиме работы регулирование скорости v_2 осуществляется изменением частоты и фаз токов ИС в функции нагрузки при постоянном сигнале $U_{зч}$. Очевидно, что изменению фазы I_1 соответствует изменение ζ_ϕ (т.е. результирующего потока в рабочем зазоре между индукторами). Изменению результирующего потока в функции нагрузки (угла ζ_ϕ) соответствует изменение значений ЭДС и напряжений в фазах первичных обмоток.

Структура системы с фазовым управлением заданных перемещений ПИ, представленная на рис.2, удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к законам управления при частотном регулировании, и характеризуется постоянством линейных токовых нагрузок и электрических потерь в первичных обмотках.

ЛДДП с МДР рационально использовать в составе регулируемого электропривода. Следует отметить, что технические требования к устройствам для соответствующих применений определяют целый ряд модификаций таких двигателей [1, 3, 5—7], имеющих значительные конструктивные отличия.

Список литературы

1. **Транспортный модуль** на основе асинхронного двигателя с гладким дисковым ротором / А.Н. Анненков, В.А. Медведев, Ю.С. Слепокуров, А.И. Шиянов // Автоматизация и роботизация производственных процессов: Межвуз. сб. науч. тр. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 1996. С. 25—29.

2. **Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н.** Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.

3. **А. с. 17794816 СССР.** Линейный асинхронный двигатель / А.Н. Анненков, В.А. Медведев, А.И. Шиянов, В.А. Белов // Открытия. Изобретения. 1991. № 41.

4. **Индукционные двигатели с массивным ротором** / А.Н. Анненков, А.И. Шиянов, Ю.С. Слепокуров, О.Д. Буйлин. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 1998.

5. **А. С. 1625562 СССР.** Устройство для удаления ферромагнитных деталей из рабочей зоны оборудования / А.Н. Анненков, В.А. Медведев, А.И. Шиянов // Открытия. Изобретения. 1991. № 5.

6. **Двухкоординатный электропривод на базе многофункционального линейного асинхронного двигателя** / А.И. Шиянов, А.Н. Анненков, В.А. Медведев, О.Д. Буйлин // Машиностроение, приборостроение, энергетика: Сб. науч. тр. М.: Изд-во МГУ, 1994. С. 193—197.

7. **Шиянов А.И., Анненков А.Н., Медведев В.А.** Линейный асинхронный частотно-токовый привод манипулятора для перемещения заготовок // Современные проблемы электромеханики (К 100-летию изобретения трехфазного асинхронного двигателя): Сб. тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. М.: Изд-во МЭИ, 1989. Ч.2. С.97—98.



Аненков Андрей Николаевич — доцент кафедры робото-технических систем Воронежского государственного технического университета. Окончил факультет автоматики и электромеханики Воронежского политехнического института в 1984 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Линейный двигатель двойного питания с массивным дисковым ротором».

Орлов Владислав Викторович — доцент кафедры электромеханических систем и электроснабжения Воронежского государственного технического университета. Окончил факультет автоматики и электромеханики Воронежского политехнического института в 1981 г. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Статическая устойчивость конденсаторных синхронных реактивных двигателей».



ПОПРАВКА

В журнале «Электротехника» №4 за 2000 г. в оглавлении допущена ошибка: М.Лизец является автором статьи «Новая серия микросхем драйверов компании «International Rectifier» для электронных балластов» (с.60).

Асинхронные двигатели для герметичных объектов

ВИЛЬДАНОВ К.Я., ЗАБОРА И.Г., ТРУТКО Д.И., УЧУВАТКИН Г.Н., КАЗАНСКИЙ С.Б.

Московский институт коммунального хозяйства и строительства

Новые технологические процессы в ряде отраслей промышленности и повышенные требования к безопасности современного производства вызывают необходимость разработки новых конструкций электрических машин, в том числе высоконадежных герметичных электродвигателей.

Разнообразные герметичные электроприводы требуются для обслуживания комплектного технологического оборудования, например, при перекачке токсичных, горючих, взрывоопасных, высокотемпературных, радиоактивных и других агрессивных газообразных и жидких сред.

Известные конструкции герметичных электродвигателей (иногда называемые погружными двигателями) содержат герметичные уплотнения между вращающимся валом и герметичным корпусом, либо герметизированный статор, заключенный в герметичном корпусе, и ротор, вращающийся в рабочей среде [1]. Недостатками таких двигателей является ограниченная область применения и низкая надежность, обусловленные трудностями технического обслуживания и ремонта, а также малый ресурс уплотнения вращающегося вала.

Другие конструкции двигателей для привода устройств, работающих в герметичных объектах или агрессивных средах (экранированные двигатели) [2] содержат статор, вынесенный за пределы объекта (среды), в котором вращается ротор, отделенный от статора герметичной перегородкой-экраном. Экран обычно выполняется в виде сплошной тонкостенной цилиндрической гильзы из материала, рассчитанного на работу в конкретной среде. В экранированных двигателях необходима сравнительно большая величина магнитодвижущей силы для прохождения основного магнитного потока через суммарный зазор, увеличенный на толщину гильзы. Кроме того, часть энергии магнитного поля не передается в ротор, а выделяется в виде тепла из-за экранирования магнитного поля вихревыми токами. Известные конструкции экранированных двигателей [2,3], помимо сравнительно низких энергетических характеристик, имеют сложные системы разгрузки тонкостенной гильзы от аксиально-радиальных усилий давления в герметичном объекте, проблемы отвода тепла с ротора, находящегося в герметичной полости [1], а в других случаях — с экранируемой гильзы и обмотки статора [3].

Рассматриваемая новая конструкция герметичного электродвигателя расширяет области применения и повышает надежность работы электроприводов для герметичных объектов.

На рис.1 изображен продольный разрез асинхронного двигателя для герметичных объектов (АДГО). Двигатель содержит статор 1, и ротор 2, расположенные в полостях 3 и 4, разделенных герметичной перегородкой 5, а также магнитопроводы 6, 7 с пазами 8, 9, размещенных, один — со статором 1, другой — с ротором 2 по обе стороны от перегородки 5. Внутренняя цилиндрическая поверхность магнитопровода 6 со стороны пазов 8 через технологический зазор 10 примыкает к наружной расточке статора 1. Цилиндрическая поверхность 11 ротора 2 отделена от внутренней расточки магнитопровода 7 рабочим зазором 12. В пазах 8 и 9 соответственно расположены стержни 13 и 14, причем каждый стержень 13 магнитопровода 6 связан со стержнем 14 магнитопровода 7 герметичным электрическим соединением (гермовводом) 15. Гермовводы установлены в отверстиях 18 перегородки 5. С противоположных концов стержни 13 и 14 замкнуты короткозамыкающими кольцами 16 и 17. Перегородка 5 может быть частью фланца корпуса электродвигателя, плотно закрывающего люк в корпусе герметичного объекта, либо может быть непосредственно частью корпуса герметичного объекта.

Двигатель АДГО работает следующим образом. Вращающееся магнитное поле, созданное статором 1, проходит через магнитопровод 6 и наводит в его стержнях 13 z — фазную систему токов (где z — число пазов и зубцов в каждом из магнитопроводов 6, 7). Эти токи замыкаются в кольцо 16, а, проходя через электрические гермовводы 15 и стержни 14 в магнитопроводе 7,

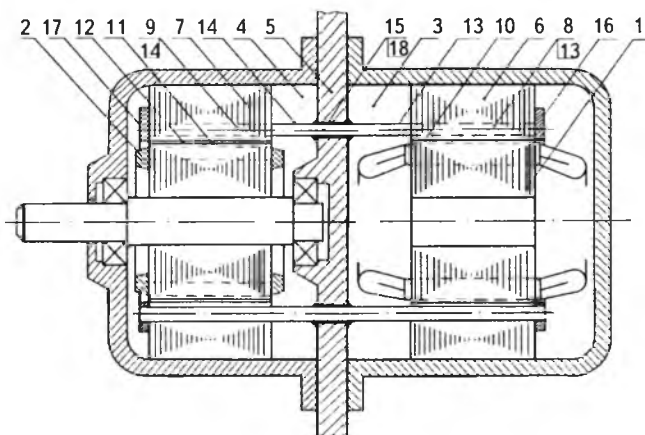


Рис.1. Асинхронный двигатель для герметичных объектов (АДГО)

замыкаются с другой стороны в кольцо 17; z -фазные токи, протекая по стержням 14, создают в рабочем зазоре 12 между магнитопроводом 7 и ротором 2 вращающееся магнитное поле с числом полюсов статора 1. Это поле, проходя через ротор 2, наводит в его короткозамкнутой обмотке ЭДС, создает электромагнитный момент, который приводит ротор во вращение, аналогично обычному асинхронному двигателю с короткозамкнутым-ротором [4].

Описанная конструкция электродвигателя для герметичных объектов по существу представляет агрегат из двух электрических машин (разновидность машинно-трансформаторных агрегатов, рассмотренных в [5]), связанных общими стержнями и разделенных герметичной перегородкой (5 на рис.1). Одна электрическая машина (в правой части от перегородки) является понижающим трансформатором с вращающимся магнитным полем и преобразователем числа фаз из $m=3$ для обмотки статора, подключенной к трехфазной сети, в $m=z$ для вторичной обмотки трансформатора, состоящей из z стержней 13, электрически замкнутых кольцом 16. Вторая электрическая машина представляет собой асинхронный двигатель с обычным короткозамкнутым ротором 2 и статором 7 с z -фазной стержневой обмоткой возбуждения, электрически замкнутой кольцом 17 и подключенной к вторичной обмотке трансформатора, т.е. к стержням 13 через электрические гермовводы 15.

Технико-экономические преимущества предложенной конструкции АДГО заключаются в сле-

дующем. За счет отсутствия экранирующей гильзы статора и, тем самым, существенного уменьшения рабочего зазора, повышаются энергетические характеристики двигателя АДГО по сравнению с известными герметичными электродвигателями. Например, макетный образец электродвигателя АДГО-М-1-1, изготовленный в ОНИЛ "Микроэлектродвигатели" при МИКХиС, при номинальной мощности на валу 1,1 кВт и частоте вращения 2850 об/мин с рабочим зазором 0,5 мм по сравнению с серийным герметичным двигателем 2ДМШ [3] с рабочим зазором 1,8 мм, включая толщину экрана из нержавеющей стали в 1 мм, имеет меньшую массу (24 против 31 кг у 2ДМШ), КПД выше на 6 пунктов (68 против 62%), коэффициент мощности выше в 1,13 раз (0,7 против 0,62).

Предложенная конструкция АДГО выполнена с низковольтной стержневой короткозамкнутой обмоткой статора без изоляционного покрытия стержней (аналогично короткозамкнутой обмотке ротора обычного асинхронного двигателя). Это дает возможность повысить до 1 коэффициент заполнения пазов проводниковым материалом и сократить до минимума длину лобовых частей обмоток, тем самым — увеличить энергетические показатели в двигательной части АДГО. Фазное напряжение стержневой обмотки статора АДГО, подаваемое с вторичной обмотки трансформатора, не превышает 1 В. Такая конструкция двигателя позволяет использовать его во взрыво- и пожароопасных средах, а также при высоких температурах окружающей среды (до 500-600°C) и большом радиационном излучении (например, в электроприводе механизмов в зоне реактора атомных электростанций).

В случае необходимости обеспечения малых осевых размеров конструкция АДГО может быть выполнена в торцевом исполнении [6], как показано на рис.2. В этом случае сердечники статора 1 и ротора 2 выполняются в виде дисков с радиальными пазами под проводники обмоток. Так же как и в цилиндрической конструкции АДГО, в торцевом исполнении стержневые обмотки трансформатора и статора замкнуты по внутренней периферии кольцами 16, 17. В этом варианте выполнения АДГО становится возможным изготовить ротор двигателя с дополнительным электропроводящим замыкающим кольцом 20, описанным в [7]. Такая конструкция ротора позволяет улучшить условия охлаждения двигателя, а также снизить металлоемкость проводникового материала для малополюсных машин ($p < 2$).

Расчетно-экспериментальные исследования показывают, что фазные напряжения питания двигателей, подаваемые с вторичной z -фазной обмотки трансформатора в области больших скольжений ($s > 0,5$) снижаются, достигая 0,85—

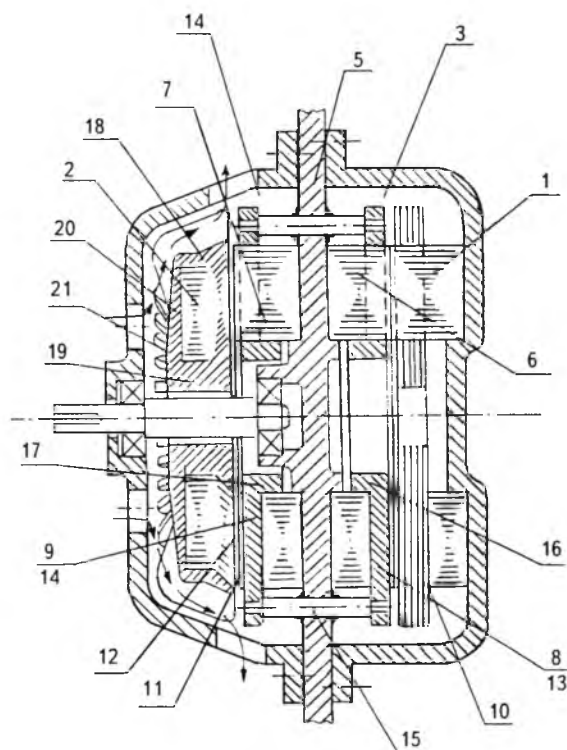


Рис.2. Двигатель для герметичных объектов торцевого исполнения

0,92 в начальном режиме пуска относительно напряжения холостого хода. Это, в свою очередь, сказывается на кратности пускового и максимального моментов (приблизительно в квадратичной зависимости [4]). Для повышения кратности пускового и максимального моментов первичную обмотку трансформатора можно переключать во время пуска АДГО с треугольника, с последующим переключением при выходе на номинальный режим, на звезду. Если требуется обеспечить высокие кратности пускового и максимального моментов двигателя без переключения фаз первичной обмотки трансформатора, то трансформатор должен быть спроектирован на достаточно большой коэффициент загрузки [4]. В этом случае работа при повышенных скольжениях двигателя не приводит к заметному уменьшению напряжения на вторичной обмотке трансформатора и, следовательно, к снижению электромагнитного момента и мощности.

Список литературы

1. **Счастливы Г.Г.** Погружные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. **Вишневский Н.Е., Глуханов Н.П., Ковалев И.С.** Машины и аппараты с герметичным электроприводом. Л.: Машиностроение, 1977.
3. **Поклонов С.В.** Асинхронные двигатели герметичных электронасосов. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
4. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
5. **Свечарник Д.В., Забора И.Г.** Машинно-трансформаторный агрегат //Электротехника. 1998. №9. С.1—8.
6. **Игнатов В.А., Вильданов К.Я.** Торцевые асинхронные двигатели интегрального изготовления. М.: Энергоатомиздат, 1988.
7. **Пат. 2125759 РФ.** Асинхронный торцевой двигатель/К.Я.Вильданов, И.Г.Забора и др.//Открытия. Изобретения. 1999. №3.



Вильданов Камилль Якубович — доцент кафедры электротехники и электрооборудования Московского института коммунального хозяйства и строительства (МИКХиС). В 1967 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию.



Забора Игорь Георгиевич — доцент кафедры электротехники и электрооборудования МИКХиС. В 1975 г. окончил Московский институт радиотехники, электроники и автоматики (МИРЭА). В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию.

Трутко Дмитрий Иванович — заведующий лабораторией МИКХиС. Окончил МИРЭА в 1976 г.



Учуваткин Григорий Никанорович — заведующий кафедрой электротехники и электрооборудования МИКХиС. В 1951 г. окончил Мордовский педагогический институт. В 1969 г. защитил кандидатскую диссертацию.

Казанский Сергей Борисович — заместитель генерального директора ЗАО «Ритм-2». В 1986 г. окончил Туркменский политехнический институт.



Метод мгновенной коммутации токов для расчета переходных процессов в выпрямительной нагрузке

ФЕДОТОВ А.И., доктор техн. наук, КАРИМОВ Р.Р., инж.

Казанский энергетический институт

Широкое применение в электромеханических системах управляемых вентильных преобразователей предопределяет поиск наиболее эффективных приемов построения их математических моделей как единого объекта исследования. Основная трудность моделирования установившихся и переходных процессов в таких системах связана с тем, что включение в линейную электрическую цепь вентильного преобразователя делает их совокупность нелинейной. Если же рассматривать синхронный генератор с тиристорной независимой, бесщеточной или системой возбуждения от гармоник поля, то добавляется необходимость учета зависимости коммутационных процессов преобразователя от положения ротора и определения реакции якоря возбудителя при несинусоидальной форме кривой тока обмотки якоря.

Для математического описания электромагнитных процессов в таких объектах наиболее целесообразным представляется использование дискретных моделей, построенных относительно отсчетов в коммутационных точках, т.е. относительно моментов подачи сигналов управления на включение очередного тиристора вентильного преобразователя. Тем самым выводятся из непосредственного рассмотрения локальные переходные процессы, связанные с переключением вентилей, а сама модель формируется относительно макропроцессов, собственно и составляющих предмет исследования.

В [1, 2] предложено использование локального интегрального преобразования для исследования стационарных и динамических режимов в электрических цепях, содержащих управляемый преобразователь. Получаемые уравнения в конечных разностях и дискретных средних значениях переменных называются уравнениями в ступенчатых изображениях [3].

Однако данный метод имеет ограничения: выпрямленный ток должен быть хорошо сглажен, и метод требует дополнения, если рассматривается синхронный генератор, работающий на выпрямительную нагрузку. В этом случае уравнения роторных обмоток формируются в конечно-разностном виде с помощью локальных рядов Фурье [2, 4]. Особенности решения таких уравнений вентильного возбудителя рассмотрены в [5]. Здесь же отметим, что как аналитическое, так и численное их решения сопряжены с определенными проблемами. Если, например, пользоваться методикой [3], то необходимо решать нелинейное матричное уравнение вида $[A][\lambda] +$

$+ [B]e^{[\lambda]} + [C] = 0$ относительно $[\lambda]$, чтобы впоследствии вычислять матричные экспоненты. При этом дополнительные численные трудности в ходе его решения привносятся различием в несколько порядков собственных значений матрицы $[\lambda]$.

Предлагаемый метод расчета установившихся и переходных процессов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой основан на замене уравнений в ступенчатых изображениях эквивалентной системой уравнений, которую в некоторых случаях можно считать порожденной уравнениями в мгновенных значениях переменных при мгновенной коммутации токов.

В качестве исходной модели рассмотрим трехфазный мостовой преобразователь (рис.1). Фазные напряжения питающей сети образуют прямую последовательность:

$$u_a = U \sin \theta; u_b = U \sin(\theta - 2\pi/3); u_c = U \sin(\theta - 4\pi/3).$$

Угол управления α отсчитываем от нулевого значения соответствующей фазной ЭДС. Примем, что вентили идеальные, а преобразователь работает в режиме поочередной проводимости двух и трех вентилей. Пусть угол управления α неизменный, тогда угловая длительность интервала повторности преобразователя $h = \pi/3$.

Запишем уравнения преобразователя в мгновенных значениях:

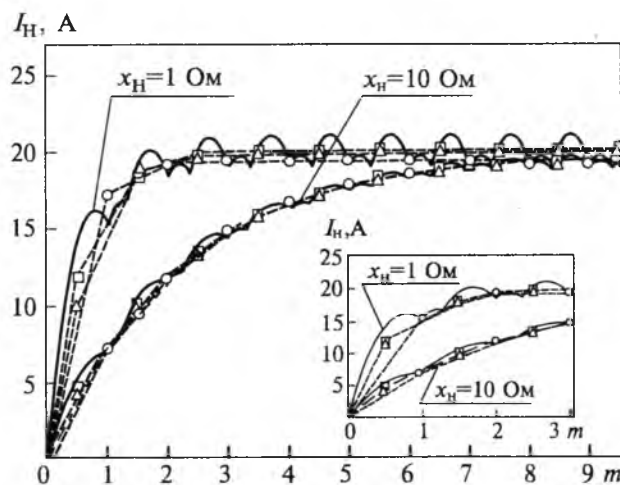


Рис.1. Переходный процесс в выпрямительной нагрузке трехфазного мостового выпрямителя при $\alpha=80^\circ$:

о — дискретные токи $I_{HL}^{(m)}$; Δ — $I_{HS}^{(m)}$; \square — средние за период повторяемости значения выпрямленного тока, вычисленные по мгновенным значениям переменных $I_H^{cp(m)}$

венных значениях переменных, используя дискретно шагающую систему координат с шагом $\pi/(3\omega)$. В результате получаем следующую систему уравнений в мгновенных значениях переменных, справедливую для любого интервала повторяемости преобразователя:

$$(2r_c + r_n)[i_n] + (2x_c + x_n) \frac{d[i_n]}{d\theta} - [k(\theta, m)] \left(r_c[i_\gamma] + x_c \frac{d[i_\gamma]}{d\theta} \right) = [u], \quad (1)$$

где r_c, r_n, x_c, x_n — соответственно активные и индуктивные сопротивления фаз и нагрузки; i_n — ток в выпрямительной нагрузке;

$$[u] = \sqrt{3} \cos(\theta - \pi/3) [1 \ 1 \dots 1 \dots]_r;$$

$$[i_n] = [i_n^{(1)} \ i_n^{(2)} \ \dots \ i_n^{(m)} \ \dots]_r;$$

$$[i_\gamma] = [i_\gamma^{(1)} \ i_\gamma^{(2)} \ \dots \ i_\gamma^{(m)} \ \dots]_r;$$

$$[k(\theta, m)] = [k(\theta, 1) \ k(\theta, 2) \ \dots \ k(\theta, m) \ \dots]_r;$$

$$\theta = \omega t - (m - 1)h;$$

$i_\gamma^{(m)}$ — коммутационный ток (ток фазы, заканчивающей коммутацию), причем его напряжение принимается таким, чтобы выполнялось условие:

$$i_\gamma^{(m)}(\alpha) = i_n^{(m)}(\alpha); \quad i_\gamma^{(m)} \equiv 0 \text{ при } \theta \in [\alpha + \gamma^{(m)}; \alpha + \pi/3].$$

Функциональный прерыватель

$$k(\theta, m) = 1\{\theta - \alpha\} - 1\{\theta - \alpha - \gamma^{(m)}\},$$

где $1\{\theta\}$ — единичная функция; $\gamma^{(m)}$ — угол коммутации.

Для приведения уравнений (1) к ступенчатым изображениям, применим к ним локальное интегральное преобразование, которое, согласно [3], сопоставляет функции $f(\theta)$ на локальном отрезке $h^{(m)}$ с ее средним значением $f_s^{(m)}$:

$$f_s^{(m)} = \frac{1}{h^{(m)}} \int_{\alpha}^{\alpha+h^{(m)}} f(\theta) d\theta.$$

Поскольку $h^{(m)} = \pi/3$, систему локальных уравнений (1) при переходе к ступенчатым изображениям на произвольном m -м интервале можно записать в следующем виде:

$$RI_{nL}^{(m)} + \frac{3}{\pi} X_s I_{nL}^{(m)} + \frac{3}{\pi} X \Delta I_{nL}^{(m)} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U \cos(\alpha - \pi/6), \quad (2)$$

где $R=2r_c+r_n$; $X=2x_c+x_n$; $X_s=x_c-r_c\gamma^{(m)}/2$ (при интегрировании для тока $i_\gamma^{(m)}$ принята линейная аппроксимация).

Особенности уравнения (2) рассмотрены в [6]: точного его решения в рамках метода локального интегрального преобразования не существует, оно может быть получено только в предположении, что выпрямленный ток хорошо сглажен и в переходном процессе его изменение

близко к экспоненциальному.

Покажем возможность иного способа решения уравнения (2). Для этого примем во внимание, что его решение относительно дискретных переменных может быть получено и через решение некоторого уравнения относительно непрерывных переменных поскольку с решетчатой функцией может быть сопоставлено бесконечное множество непрерывных функций — достаточно, если они совпадают в точках отсчета. Ожидаемый выигрыш проявится только в том случае, когда новое эквивалентное уравнение будет более простым, чем исходное (1), порождающее уравнение (2). При этом выдвигаем одно требование: эквивалентное уравнение после применения к нему локального интегрального преобразования должно иметь точной такой же вид, как и уравнение (2).

В качестве такового примем следующее уравнение:

$$RI_n^{(m)} + X_s \delta(\theta') i_n^{(m)} + X \frac{di_n^{(m)}}{d\theta} = B^{(m)}(\theta), \quad (3)$$

где $\delta(\theta')$ — импульсная функция (функция Дирака); $\theta' = \theta - \alpha$.

Очевидно, что правая часть $B^{(m)}(\theta)$ уравнения (3) может быть представлена в разном виде: можно принять, что $B^{(m)}(\theta) = (3\sqrt{3}/\pi)U \cos(\alpha - \pi/6)$. В приведенных численных примерах будет показано, что такой вид $B^{(m)}(\theta)$ вполне допустим, если выпрямленный ток хорошо сглажен. Однако мы сохраним точно такую правую часть, как и в исходной системе (1). Тогда

$$RI_n^{(m)} + X_s \delta(\theta') i_n^{(m)} + X \frac{di_n^{(m)}}{d\theta} = \sqrt{3} U \cos(\theta - \pi/3). \quad (4)$$

Сопоставляя уравнения (1) и (4), находим, что уравнение (4) описывает переходный процесс в выпрямительной нагрузке на локальном интервале повторяемости выпрямителя при условии мгновенной коммутации его фазных токов на индуктивности X_s .

Ожидаемые отличия в решениях уравнений (1) и (4) удобно оценить по их решениям относительно решетчатых функций, для чего уравнения (1) и (4) приведем к виду в конечных разностях. Для уравнений (1) имеем [6]:

$$\left[(1 - a_\gamma^{(m)})(1 - \varepsilon) + \frac{X_c}{2X} (1 + \varepsilon) \right] I_{nL}^{(m)} + \Delta I_{nL}^{(m)} = U_d; \quad (5)$$

для уравнения (4)

$$\left[(1 - a_0^{(m)})(1 - \varepsilon) + \frac{X_c}{2X} (1 + \varepsilon) \right] I_{nL}^{(m)} + \Delta I_{nL}^{(m)} = U_d, \quad (6)$$

$$\text{где } a_0^{(m)} = \frac{\gamma^{(m)} r_c (1 + \varepsilon)}{4X(1 - \varepsilon)};$$

$$U_d = \frac{\sqrt{3}U}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - \varepsilon \cos(\alpha - \varphi - \pi/3)];$$

$$\varepsilon = e^{-\frac{\pi R}{X}}; \quad Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \quad \operatorname{tg} \varphi = X/R.$$

Таким образом, отличие уравнений (5) и (6) обусловлено различными значениями коэффициентов $a_{\gamma}^{(m)}$ и $a_0^{(m)}$. Чем больше x_n , тем ближе их значения и решения уравнений (5) и (6).

Для возбудительных систем синхронных генераторов, где индуктивность возбудительной обмотки главного генератора удовлетворяет условию $x_n \gg R, x_c$, уравнения (5) и (6) можно признать идентичными. Очевидно, что данный подход не претендует на достоверное описание процессов внутри интервала повторяемости преобразователя, а служит лишь основой для формирования уравнений в конечных разностях.

Рассмотрим использование метода эквивалентных уравнений применительно к магнитосвязанным цепям: в возбудительных системах синхронных генераторов нагрузка выпрямителя — обмотка возбуждения синхронной машины — имеет магнитную связь как с обмотками статора, так и с демпферными обмотками ротора.

В качестве модельного объекта выберем однофазный управляемый выпрямитель с магнитной связью (сопротивление взаимной индукции x_{12}) на стороне выпрямленного тока для проверки предлагаемого метода в наименее благоприятных условиях, когда пульсации выпрямленного тока, обусловленные схемой выпрямления, наибольшие.

Запишем систему локальных уравнений выпрямителя в мгновенных значениях переменных в дискретно шагающей системе координат с шагом π/ω :

$$\left. \begin{aligned} (r_c + r_n)[i_n] + (x_c + x_n) \frac{d[i_n]}{d\theta} + x_{12} \frac{d[i_2]}{d\theta} - \\ - [k(\theta, m) \{ r_c[i_{\gamma}] + x_c \frac{d[i_{\gamma}]}{d\theta} \}] = [u]; \\ r_2[i_2] + x_{12} \frac{d[i_n]}{d\theta} + x_2 \frac{d[i_2]}{d\theta} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где r_2, x_2, i_2 — соответственно активное и индуктивное сопротивления, а также ток замкнутого контура;

$$\begin{aligned} [u] &= U \sin \theta [1 \ 1 \dots 1 \ \dots]; \quad i_{\gamma}^{(m)} = i_n^{(m)} - i_c^{(m)}; \\ i_c^{(m)}(\alpha) &= -i_n^{(m)}(\alpha); \quad i_c^{(m)}(\alpha + \gamma^{(m)}) = i_n^{(m)}(\alpha + \gamma^{(m)}); \\ i_c^{(m)} &\equiv i_n^{(m)} \quad \text{при} \quad \theta \in [\alpha + \gamma^{(m)}; \alpha + \pi]. \end{aligned}$$

Применив к уравнениям (7) локальное интегральное преобразование, можем записать для произвольного m -го интервала следующие уравнения:

$$\left. \begin{aligned} R_1 i_{nS}^{(m)} + \frac{X_s}{\pi} I_{nL}^{(m)} + \frac{X_1}{\pi} \Delta I_n^{(m)} + \frac{X_{12}}{\pi} \Delta I_{12}^{(m)} = \frac{2}{\pi} U \cos \alpha; \\ R_2 i_{2S}^{(m)} + \frac{X_{12}}{\pi} \Delta I_n^{(m)} + \frac{X_2}{\pi} \Delta I_2^{(m)} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $R_1 = r_c + r_n$; $X_1 = x_c + x_n$; $X_{12} = x_{12}$; $X_s = x_c - \gamma r_c$ (использована линейная аппроксимация тока $i_{\gamma}^{(m)}$).

Эквивалентная система уравнений в мгновенных значениях переменных имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} R_1 i_1^{(m)} + X_s \delta(\theta) i_1^{(m)} + X_1 \frac{di_1^{(m)}}{d\theta} + X_{12} \frac{di_2^{(m)}}{d\theta} = U \sin \theta; \\ R_2 i_2^{(m)} + X_{12} \frac{di_1^{(m)}}{d\theta} + X_2 \frac{di_2^{(m)}}{d\theta} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $\theta' = \theta - \alpha$.

Положив $h = \pi$, применим к уравнениям (9) F -преобразование, которое задается следующей формулой

$$\begin{aligned} F(m, k) &= \frac{2}{h} \int_{t^{(m)}}^{t^{(m)}+h} f(t) e^{-jk(t-t^{(m)})} d\theta; \\ k &= \frac{2\pi n}{h}; \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \end{aligned}$$

где $t^{(m)} = (m-1)h$; $m = 1, 2, \dots$.

В результате получаем следующую систему уравнений в области F -изображений:

$$\left. \begin{aligned} (R_1 + jkX_1)I_1(m, k) + jkX_{12}I_2(m, k) + \frac{2}{\pi} X_s I_{1L}^{(m)} + \\ + \frac{2}{\pi} X_1 \Delta I_{1L}^{(m)} + \frac{2}{\pi} X_{12} \Delta I_{2L}^{(m)} = U(m, k); \\ jkX_{12}I_1(m, k) + (R_2 + jkX_2)I_2(m, k) + \\ + \frac{2}{\pi} X_{12} \Delta I_{1L}^{(m)} + \frac{2}{\pi} X_2 \Delta I_{2L}^{(m)} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $U(m, k) = -\frac{4U}{\pi} \frac{\cos \alpha + jk \sin \alpha}{k^2 - 1}$; $k = 2n$; $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Уравнения в конечных разностях могут быть сформированы на основе системы (10) как численно, так и аналитически. В первом случае после подстановки $I_{1,2}(m, k) = I_{1,2}^c(m, k) - jI_{1,2}^s(m, k)$ записываются отдельные уравнения для реальной и мнимой части комплексных уравнений (10), после чего с использованием, например, алгоритма Гаусса вычисляются коэффициенты разностных уравнений для данного k . Наконец выполняется суммирование по формуле

$$I_{1,2L}^{(m)} = \frac{1}{2} I_{1,2}^c(m, 0) + \sum_{n=1}^N I_{1,2}^c(m, 2n) - \frac{1}{2} \Delta I_{1,2L}^{(m)}.$$

Число N задает точность расчета.

В результате образуется система уравнений в конечных разностях относительно искомых параметров $I_{1,2L}^{(m)}$, все коэффициенты которой найдены численно. Используя опять алгоритм Гаусса можно сформировать систему разностных уравнений в нормальном виде, наиболее удобном для выполнения расчетов.

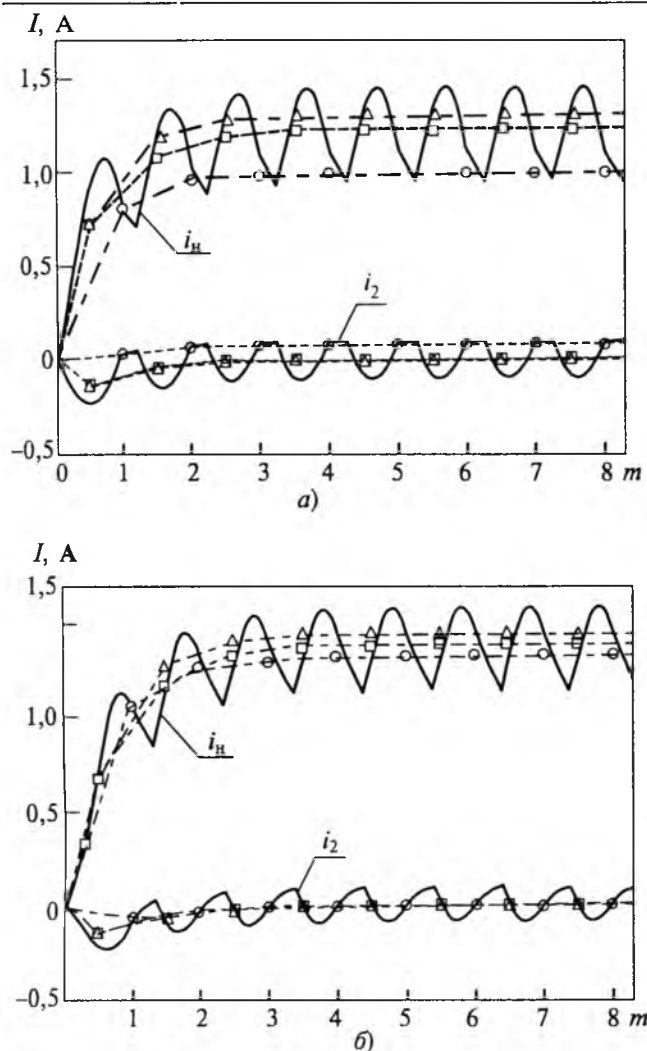


Рис.2. Переходный процесс однофазного выпрямителя с магнитной связью:

о — дискретные токи $I_{1,2L}^{(m)}$; Δ — $I_{1,2s}^{(m)}$; \square — средние за период повторяемости значения выпрямленного тока, вычисленные по мгновенным значениям переменных $I_{1,2}^{cp(m)}$; а — угол управления $\alpha = 30^\circ$; б — угол управления $\alpha = 6^\circ$

Выводы

1. Использование эквивалентных уравнений позволяет существенно упростить расчеты переходных процессов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой. Данные уравнения не предназначены для достоверного отображения процессов внутри интервалов повторяемости преобразователя, а служат основой формирования разностных уравнений.

2. В тех случаях, когда выпрямленный ток хорошо сглажен, допустима замена источника переменного тока напряжения в эквивалентных уравнениях источником постоянного напряжения того же значения, что и среднее исходное напряжение за период повторяемости преобразователя.

Пример 1. Расчет Переходного процесса в выпрямительной нагрузке управляемого трехфазного мостового преобразователя при следующих исходных данных: $r_c=0,5$ Ом; $x_c=1,5$ Ом; $r_n=3$ Ом; $x_n=1$ Ом и 10 Ом; $U=100$ В (амплитудное значение). Вычисления выполнены для двух режимов: 1 — $\alpha=80^\circ$, $x_n=1$ Ом; 2 — $\alpha=80^\circ$, $x_n=10$ Ом. На рис.1 представлены результаты расчетов. Использовано упрощенное выражение для правой части уравнения (4). При использовании уравнения (4) с переменной правой частью совпадают значения искомых токов и в начальных точках (показано в уменьшенном масштабе на рис.1).

Пример 2. Расчет переходного процесса однофазного выпрямителя с магнитной связью при следующих исходных данных: $r_c=1$ Ом; $x_c=3$ Ом; $r_2=2$ Ом; $x_2=2$ Ом; $x_{12}=1$ Ом; $r_n=2$ Ом; $x_n=10$ Ом; $U=10$ В (амплитудное значение). Вычисления выполнены для четырех режимов: 1 — $\alpha=\pi/6$, 2 — $\alpha=0,1$ рад. На рис.2 представлены результаты расчетов при переменной правой части в уравнениях (9).

Список литературы

1. Кузнецов В.А., Федотов А.И. Дискретное моделирование динамических режимов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой//Вестник МЭИ. 1997. № 3. С.60—65.
2. Кузнецов В.А., Федотов А.И. Дискретная математическая модель системы синхронный генератор — выпрямительная нагрузка//Электричество. 1995. № 4. С. 23—26.
3. Береговенко Г.Я., Пухов Г.Е., Саух С.Е. Численные операторные методы решения дифференциальных уравнений и анализа динамических систем. Киев: Наукова думка, 1993.
4. Кузнецов В.А., Федотов А.И. Применение локальных рядов Фурье для расчета электромагнитных переходных процессов в синхронных электрических машинах//Электротехника. 1997. № 4. С. 34—37.
5. Кузнецов В.А., Федотов А.И. Расчет электромагнитных переходных процессов в системе синхронный генератор — выпрямительная нагрузка//Электричество. 1995. № 4. С. 23—26.
6. Кузнецов В.А., Федотов А.И. Применение локального интегрального преобразования для исследования цепей с выпрямительной нагрузкой//Электротехника. 1997. № 7. С.23—28.

Федотов Александр Иванович — профессор кафедры электроэнергетических систем и сетей Казанского государственного энергетического института (КГЭИ). Окончил электроэнергетический факультет Казанского филиала МЭИ в 1975 г. В 1998 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме «Дискретные методы анализа режимов синхронных электрических машин с вентильными системами возбуждения».

Каримов Раис Ринатович — ассистент кафедры электроэнергетических систем и сетей КГЭИ. Окончил факультет электронной техники и автоматики Казанского филиала МЭИ в 1996 г.

Моделирование многодвигательного линейного асинхронного электропривода конвейерного поезда

ЧЕРНЫХ И.В., САРАПУЛОВ Ф.Н., КАРАСЬ С.В., ЗАХАРЧЕНКО П.И.

ГТУ (г.Екатеринбург)

Развитие и интенсификация вскрышных работ и добычи полезных ископаемых, в частности, угля, обусловили поиски наиболее производительных способов транспортировки горной массы при ведении открытых горных работ.

Одним из альтернативных путей является система транспорта, созданная на базе конвейерных (тележечных) поездов, для электропривода (ЭП) которых может быть применен линейный ЭП (ЛЭП) на базе линейных асинхронных двигателей (ЛАД). Один из вариантов такого электропривода — ЛЭП с расположением индукторов ЛАД в путевой структуре, а вторичного элемента (ВЭ) на донной части вагонов подвижного состава, обращенной к поверхности индуктора. При создании ЛЭП по этому варианту целесообразно выполнить его модульным. В этом случае количество необходимых модулей и распределение их по трассе определяется протяженностью транспортного пути и его уклоном.

Анализ возможных вариантов структуры модуля ЛЭП показал, что для маршевых участков наиболее предпочтительным является модуль ЭП, состоящий из трех односторонних ЛАД, предназначенных для создания тягового усилия; трех устройств для подключения-отключения и реверса ЛАД и компенсации реактивной мощности, потребляемой ЛАД из сети.

Указанный модуль ЛЭП разработан ВНИИВЭ для транспортной системы угольного разреза "Междуреченский" в Кузбассе. Структура модуля ЛЭП предполагает его относительную автономность при размещении вдоль трассы движения конвейерного поезда. Несколько односторонних ЛАД обеспечивают создание тяговой силы, перемещающей поезд.

ЛАД тягового модуля

Номинальное тяговое усилие, кН	18,5
Номинальная скорость, м/с	11
Номинальный ток, А	760
Номинальное напряжение, В	660
Световой зазор, мм	16
Добротность	4,2

При движении конвейерного поезда по трассе требуются подключение модулей, перекрытых вторичным элементом, и отключение модулей, оставшихся позади поезда. При этом одновременно включенными оказываются три двигателя. Подключение следующего индуктора при движе-

нии поезда осуществляется при полном перекрытии его вторичным элементом. Одновременно с этим осуществляется отключение последнего по ходу поезда индуктора. Таким способом выполняется эстафетная передача вторичного элемента поезда от индуктора к индуктору.

Поскольку требования к качеству регулирования скорости не являются высокими (необходимо лишь обеспечить снижение скорости на участках загрузки-выгрузки), то для регулирования скорости целесообразно применить импульсный способ регулирования.

Для отработки алгоритмов управления конвейерным поездом проведено моделирование его электропривода с использованием инструмента SIMULINK пакета MATLAB. На рис. 1 приведена схема модели. Питание тяговых модулей моделируется с помощью источников гармонического сигнала U_{α} и U_{β} . Тяговые модули представлены блоками ЛАД-1—ЛАД-4. Каждый из линейных двигателей моделируется на основе структурной схемы ЛАД, описанной в [1]. Передаточные функции в структурной схеме учитывают такие особенности ЛАД, как его продольный краевой эффект, несимметрию обмоток индуктора и т.п. Они рассчитываются на основе метода детализированных магнитных схем с распределенными [1] или сосредоточенными [2] параметрами или находятся из частотных характеристик, полученных путем проведения физического эксперимента на реальном двигателе, например [3].

Блоками ЛАД-1 и ЛАД-2 в схеме являются индукторы, перекрытые вторичным элементом, а блоки ЛАД-3 и ЛАД-4 моделируют крайние по отношению ко вторичному элементу индукторы. Противофазное включение блоков ЛАД-3 и ЛАД-4 моделирует процесс эстафетной передачи конвейерного поезда при его движении по трассе. Тяговые усилия на выходах всех блоков суммируются, поскольку все индукторы работают одновременно на один вторичный элемент поезда. Механическая часть конвейерного поезда моделируется с помощью интегрирующего звена, постоянной времени которого является его полная масса. Усилие сопротивления движению принимается постоянным. Для наблюдения усилия и скорости используются блоки Scope-1 и Scope-2.

Система управления СУ-1 осуществляет импульсное регулирование скорости в соответствии с заданием на скорость движения v . В процессе

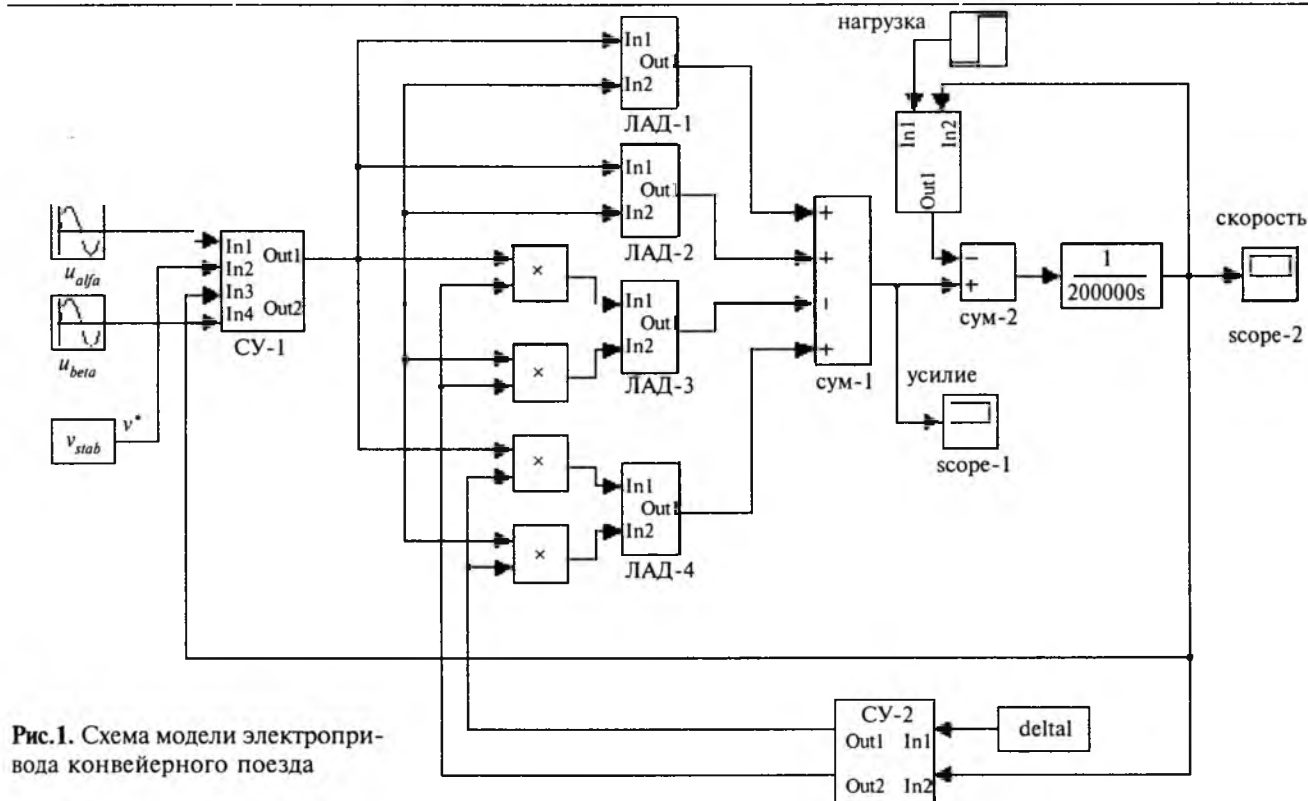


Рис.1. Схема модели электропривода конвейерного поезда

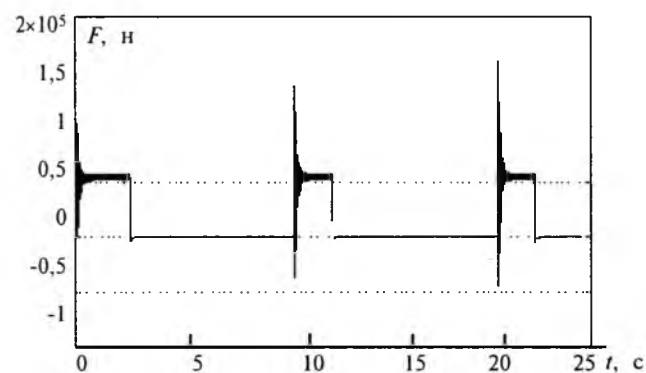


Рис.2. Тяговое усилие многодвигательного линейного электропривода

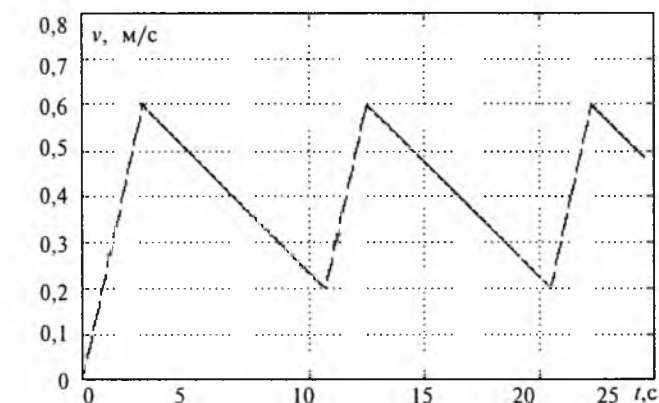


Рис.3. Скорость поезда при импульсном регулировании

загрузки требуется обеспечить скорость движения 0,4 м/с с точностью $\pm 0,2$ м/с. Система управления СУ-1 выполняет подключение индукторов к сети при скорости движения менее 0,2 м/с и их отключение от сети при скорости движения более 0,6 м/с. На рис.2 и 3 приведены графики тягового усилия, развиваемого электроприводом и скорости поезда при импульсном регулировании его скорости.

Система управления СУ-2 выполняет переключение индукторов при эстафетной передаче вторичного элемента поезда. В модели системы управления СУ-2 осуществляется вычисление перемещения поезда путем интегрирования скорости и выработки сигнала переключения крайних индукторов при прохождении поездом расстояния, равного расстоянию между индукторами. В реальной системе управления эстафетной пере-

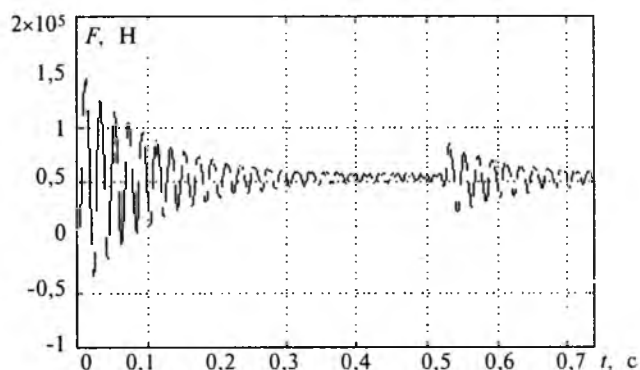


Рис.4. Тяговое усилие линейного электропривода при эстафетной передаче ВЭ

дачей удобнее использовать сигналы датчиков положения поезда, находящихся в путевой структуре. На рис.4. показан график переходного процесса усилия при подключении тяговых модулей к сети и последующем переключении крайних индукторов.

Список литературы

1. Сарапулов Ф.Н., Черных И.В. Математическая модель линейной индукционной машины как объекта управления // Электричество. 1994. № 5. С. 46—49.
2. Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.
3. Петленко Б.И., Баймуханов Ж.С. Измерение характеристик линейных электродвигателей по статическим режимам // Изв. АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1983. № 1. С.167—171.

Черных Илья Викторович — доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета. Закончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1982 г. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Передающие функции и переходные процессы линейного асинхронного двигателя».

Сарапулов Федор Никитич — профессор кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета. Закончил энергетический факультет Уральского политехнического института в 1962 г. В 1982 г. защитил докторскую диссертацию по теме: «Несимметричные индукционные двигатели с замкнутыми и разомкнутыми магнитопроводами».

Карась Станислав Васильевич — профессор кафедры теоретических основ электротехники Донецкого технического университета. Закончил электромеханический факультет Донецкого индустриального института в 1959 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию по теме: «Электропривод для горной промышленности на основе специальных асинхронных двигателей с замкнутым и разомкнутым магнитопроводом».

Захарченко Петр Иванович — генеральный директор ОАО «Первомайский электромеханический завод». Закончил Коммунарский горнометаллургический институт в 1976 г. В 1998 г. защитил диссертацию по теме: «Совершенствование линейного асинхронного электродвигателя при подготовке к серийному производству».

Разработка многофазных трансформаторов

ГАЙТОВ Б.Х., доктор техн. наук, проф., ПРАСЬКО Д.Г., ГАЙТОВА Т.Б., канд. техн. наук, доц.

Кубанский ГТУ

В статье приводится краткая сравнительная оценка существующих многофазных трансформаторов. Даются описания новых типов многофазных трансформаторов и девятифазного трансформатора-фазорегулятора с вращающимся магнитным полем, разработанных авторами.

Значительное место в научной деятельности профессора Петрова Г.Н. занимали трансформаторы, в том числе специального назначения: для преобразования числа фаз переменного тока, для выпрямительных установок, для преобразования частоты, для питания дуговых электрических печей, для плавного регулирования напряжения, для дуговой электросварки, для электронной техники низких частот (пик-трансформаторы) и др. [1].

Наибольшее развитие из них получили трансформаторы для преобразования (увеличения) числа фаз, как представляющие наибольший теоретический и практический интерес, т.е. многофазные трансформаторы. Последние широко используются для питания электропечных установок, преобразования переменного тока в постоянный и т. д.

В [1] описан принцип трансформаторного преобразования трехфазного тока в 6- и 12- фазный

посредством соединения первичной обмотки трехфазной звездой, а вторичной — либо шестифазной звездой (рис.1,а), либо в двойной зигзаг (рис.1,б), в зависимости от требуемого количества фаз вторичной обмотки.

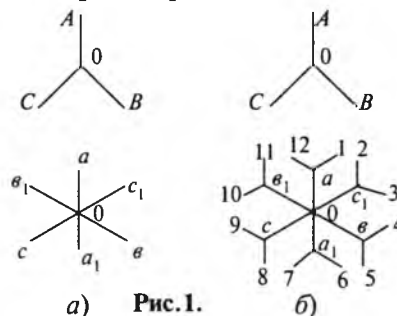


Рис.1.

Естественно, что соединение обмоток вместо звезды может быть треугольником, многоугольником или зигзагом. При этом число витков в ветви шестифазной части 12-фазной обмотки ($0-a$, $0-c_1$, $0-e$, ...) должно быть в $(\sqrt{3} + 1)$ раз

больше, чем в ветви 12-фазной части ($a-1$, c_1-2 , c_1-3 , ...). При симметричной нагрузке ток в шестифазной ветви в 1,93 раза больше, чем в 12-фазной.

Как видно из рис.1,б, реализовать по этому принципу 12-фазную обмотку многофазного трансформатора довольно сложно, она имеет множество ответвлений, различные 6- и 12-фазные ветви ее выполняются из проводов различного сечения и, кроме того, при таком способе увеличения (по сути умножения) фаз принципиально возможно получить на вторичной стороне количество фаз только $m_2 = 3, 6, 12, 24, \dots, 2^k m_1$ ($k = 1, 2, 3, 4, \dots$). В то же время в практике зачастую бывает необходимость в 9-, 15-, 18- и т.д. фазных системах, которые невозможно получить при данном способе умножения фаз. Вместе с тем, как известно из теории трансформаторов, если одна из обмоток многофазного трансформатора не соединена треугольником, то в сети присутствуют третья и кратные третьей гармоники.

Некоторых из этих недостатков лишен многофазный трансформатор, магнитопровод которого изготовлен витым и вместе с тем составным [2]. Такой трансформатор содержит средний витой магнитопровод с прямоугольным вытянутым окном, на двух стержнях которого размещены катушки с секциями первичной и многофазной вторичной обмоток, и два боковых витых без обмоток магнитопровода аналогичной формы, примыкающих к торцам среднего магнитопровода через вставленные зубцы и немагнитные прокладки на противоположных сторонах зубцов.

Однако в трансформаторе такой конструкции имеет место искажение формы кривой и симметрии вторичных ЭДС из-за несимметричной магнитной цепи среднего с прямоугольным вытянутым окном магнитопровода, состоящего из двух стержней. Кроме того, данный трансформатор имеет сложную технологию изготовления из-за того, что после навивки средний магнитопровод разрезается на две половины для размещения на его стержнях катушек, после чего половинки магнитопровода состыковываются и склеиваются магнитным клеем. Причем катушки размещаются неравномерно вдоль всей длины среднего магнитопровода, только на верхней и нижней частях его стержней. В результате боковые участки среднего магнитопровода для размещения катушек не используются, что приводит к увеличению его массы и габаритов, а также к нарушению симметрии магнитной цепи.

С целью упрощения конструкции и технологии изготовления трансформатора, уменьшения расхода электротехнической стали, обеспечения симметрии магнитной цепи и улучшения качества выходного напряжения, авторы разработали многофазный трансформатор аксиальной кон-

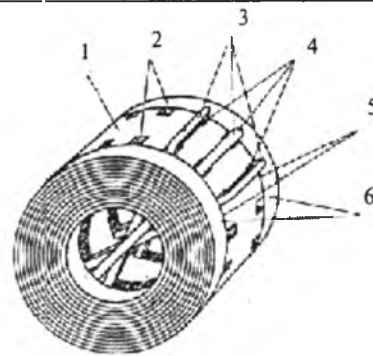


Рис.2.

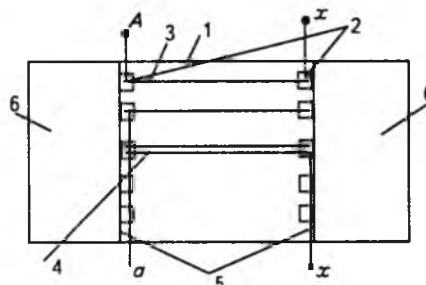


Рис.3.

струкции [3,4] по принципу аксиальных (торцовых) электрических машин.

Поскольку магнитное поле такого трансформатора при $m_1 = 3$ является вращающимся по принципу поля трехфазных аксиальных электрических машин, он назван трансформатором с вращающимся магнитным полем (ТВП).

ТВП содержит (рис.2,3) средний витой тороидальный магнитопровод 1, в радиальных по обоим торцам пазах 2 которого размещены секции трехфазной первичной обмотки 3 (зажимы $A-x$) и многофазной вторичной обмотки 4 (зажимы $a-x$). С двух противоположных торцов к среднему магнитопроводу через немагнитные прокладки 5 примыкают два боковых витых тороидальных магнитопровода 6, выполненных без пазов. Последние выполняют роль ярма многофазного трансформатора.

При подключении трехфазной первичной обмотки к питающей сети в среднем магнитопроводе ТВП создается вращающееся магнитное поле, которое, взаимодействуя с многофазной вторичной обмоткой, наводит в ней систему многофазных ЭДС, сдвинутых друг относительно друга на угол $2\pi/m_2$, где m_2 — число фаз вторичной обмотки ТВП. В результате происходит преобразование $m_1=3$ -фазной системы нарушений в m_2 -фазную вторичную систему. Причем благодаря симметрии магнитной цепи ТВП и идентичности параметров фаз его обмоток, системы ЭДС многофазной вторичной обмотки трансформатора отличаются лучшим качеством в сравнении с описанной конструкцией.

Как следует из сказанного, ТВП имеет простую конструкцию, технология его изготовления достаточно проста и является малоотходной, так

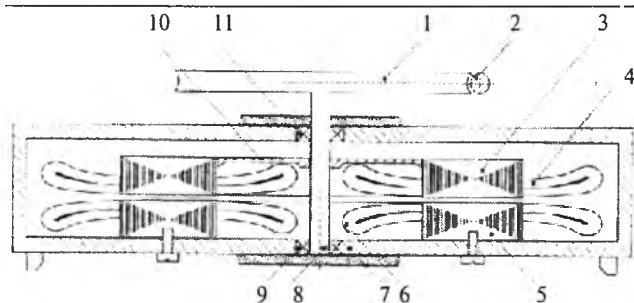


Рис.4.

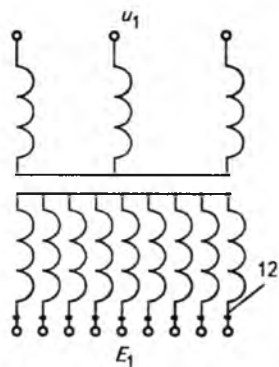


Рис.5.



Рис.6.

как при этом отсутствуют отходы электротехнической стали, связанные со штамповкой, как у обычных (цилиндрических) магнитопроводов электрических машин, магнитная цепь при этом получается симметричной.

ТВП имеет лучшие по сравнению с известными [1,2] на 10–15%, его КПД выше на 5–10%. При этом, при использовании холоднокатанной рулонной стали для изготовления магнитопроводов ТВП и направлении вращающегося магнитного потока вдоль проката — по пути наименьшего сопротивления потери в стали сердечника уменьшаются на 20–25%, что в конечном счете позволяет дополнительно экономить электротехническую сталь на 5–10%.

Не менее важным в ТВП является возможность взаимного перемещения (поворота вокруг оси вращения) его магнитопроводов с сохранением между ними необходимого аксиального воздушного зазора. Это свойство ТВП может быть положено в основу разработки многофазного трансформатора-фазорегулятора. С этой целью ТВП выполняется из двух витых тороидальных магнитопроводов с радиальными (вдоль одной торцевой поверхности каждый) пазами, в которые укладываются соответственно трехфазная первичная и многофазная вторичная обмотки.

На рис.4 представлен общий вид в разрезе многофазного трансформатора-фазорегулятора, на рис.5 дана схема соединения его обмоток, а на рис.6 приведена векторная диаграмма для одной фазы.

Многофазный трансформатор-фазорегулятор (рис.4) содержит: червячную передачу, состоя-

щую из винтового колеса 1 и червяка 2, подвижный тороидальный магнитопровод 3 с многофазной, например, девятифазной обмоткой 4, неподвижный тороидальный магнитопровод 5 с трехфазной обмоткой 6, корпус 7, вал 8, закрепленный в подшипниковых узлах 9 и 11 и жестко связанный с подвижным тороидальным магнитопроводом 3 посредством диска 10. Обмотка 4 подвижного магнитопровода 3 имеет возможность соединиться с нагрузкой посредством скользящего контакта 12 (см.рис.5).

При подключении трехфазной обмотки 6, принимаемой за первичную, неподвижного тороидального магнитопровода 5 к питающей сети напряжением U_1 в воздушном зазоре многофазного трансформатора-фазорегулятора создается вращающееся магнитное поле, которое, взаимодействуя с многофазной обмоткой 4, принимаемой за вторичную, подвижного тороидального магнитопровода 3, наводит в ней систему многофазных ЭДС. Фаза ЭДС в обмотке 4 подвижного тороидального магнитопровода 3 зависит от первоначального взаимного расположения осей обмоток 4 и 6 соответственно подвижного тороидального магнитопровода 3 и неподвижного тороидального магнитопровода 5. При повороте рукоятки (на рис.4 она не показана), жестко связанной с червяком 2, подвижный тороидальный магнитопровод 3 с обмоткой 4 поворачивается относительно неподвижного тороидального магнитопровода 5 на определенный угол, что приводит к соответствующему повороту вектора ЭДС \bar{E}_2 (см. рис.6, на котором стрелками показаны возможные направления перемещения вектора ЭДС \bar{E}_2 , а следовательно, и вектора напряжения \bar{U}_2 при подключении нагрузки) обмотки 4 относительно вектора напряжения \bar{U}_1 , подаваемого на первичную обмотку 6 из питающей сети, при постоянной ЭДС, т.е. к изменению фазы ЭДС \bar{E}_2 , а значит, и вектора напряжения \bar{U}_2 .

Многофазный трансформатор-регулятор, выполняя функцию ТВП, в то же время в отличие от него позволяет менять фазу выходного напряжения в диапазоне 0–2π. В сравнении с известной конструкцией фазорегулятора, основанного на использовании асинхронных машин цилиндрического исполнения с фазным заторможенным ротором, многофазный трансформатор-фазорегулятор позволяет значительно упростить технологию изготовления магнитопроводов статора и ротора, значительно сократить при этом расход электротехнической стали. Так, при мощности 5 кВт расход электротехнической стали уменьшается на 20–25%.

Список литературы

1. Петров Г.Н. Электрические машины. Ч.1. М.: Энергия, 1974.
2. А. с. 1292135 СССР. Н 02 М 5/14. Многофазный трансформатор. 1985.
3. Пат. 2082245 РФ. 6 Н 01 F 30/14, Н 02 М 5/14. Многофазный трансформатор. 1997.
4. Пат. 2115186 РФ. 6 Н 01 F 30/14, Н 02 М 5/14. Многофазный трансформатор. 1998.

Прасько Дмитрий Георгиевич — студент Кубанского государственного технологического университета.



Гайтов Борис Хамидович — заведующий кафедрой электротехники Кубанского государственного технологического университета. В 1961 г. окончил электромеханический факультет Карагандинского политехнического института. В 1983 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме: «Управляемые АД с массивными многофункциональными роторами».



Гайтова Тамара Борисовна — доцент Кубанского государственного технологического университета. В 1986 г. окончила КубГТУ. В 1997 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме: «ЭМПЭ для нетрадиционной энергетики».

Электромеханический импульсно-индукционный ускоритель с криогенным охлаждением

В.Ф.БОЛЮХ, канд. техн. наук

Харьковский ГПУ

Разработана математическая модель криогенного электромеханического импульсно-индукционного ускорителя с двумя дисковыми якорями, коаксиально охватывающими подвижную обмотку, возбуждаемую от емкостного накопителя. Получены аналитические выражения для токов в обмотке возбуждения, в неподвижном и разгоняемом токопроводящих якорях. Проведено сравнение с традиционным ускорителем, содержащим неподвижную обмотку и один ускоряемый якорь, и показана эффективность предлагаемого ускорителя. Установлено влияние аксиальной толщины неподвижного и ускоряемого якорей на основные характеристики и показатели ускорителя.

Электромеханические ускорители, обеспечивающие разгон исполнительного элемента на короткой активной длине до высоких скоростей, находят применение в быстродействующей коммутационной и клапанной аппаратуре, в стартовых и пусковых установках, в ударных и силовых импульсных системах, в стендах для испытания различных изделий и аппаратуры на динамические перегрузки, в геологоразведке, в технологических системах с быстрым изменением давления и объема, в высокоскоростных линейных электроприводах, в научных исследованиях и др. [1—3].

Работа в импульсном режиме с высокими ударными нагрузками, многократно превышающими нагрузки продолжительно работающих традиционных линейных электродвигателей, обуславливает особые подходы к структуре электромагнитной системы указанных электромеханических

ускорителей. Так, несмотря на сложный комплекс плазменно-эрозионных процессов в скользящем контакте и работу с мегаамперными импульсными токами, интенсивно разрабатываются электромеханические ускорители типа (Railgun) («рельсовая пушка»), у которых проводящий якорь перемещается вдоль направляющих рельсов, образующих первичный контур цепи возбуждения [4]. Исследуются саморегулируемые и многослойные электромеханические системы линейного движения с разделением объема преобразователя энергии на совокупность магнитных и управляемых токовых слоев при работе в термодинамическом режиме, электромеханические устройства с использованием движения с подвижными магнитными блоками на основе многослойных структур [5,6]. При этом существенно повышается эффективность электромагнитного импульсного ускорителя за счет

кратковременного значительного увеличения импульсных токов, электродинамических сил и добротности колебательной системы, что достигается путем охлаждения активных токопроводящих элементов криогенными хладагентами, например жидким азотом, широко доступным хладагентом, являющимся и хорошим диэлектриком [7].

Электромеханические импульсно-индукционные ускорители (ЭИИУ) представляют особый интерес, поскольку в них устраняются токоподвод ко вторичным элементам и щеточно-коммутационные процессы, обеспечивается возможность бесконтактного движения и осевого центрирования за счет электродинамических усилий, возможность работы при больших импульсных токах и магнитных полях. В традиционных односекционных ускорителях индукционного типа, содержащих неподвижную обмотку, возбуждаемую от источника импульсной мощности, индуктивно связанный и коаксиально расположенный вторичный токопроводящий якорь обеспечивает линейное перемещение массивного исполнительного элемента (рис.1,а) [3,7]. Однако эффективность электромеханического преобразования энергии при этом относительно невысока. Одним из путей совершенствования электромагнитной системы ЭИИУ является использование конструкции типа Coilgun («катушечная пушка»), предусматривающей расположение с определенным шагом вдоль оси перемещения исполнительного элемента ряда коаксиальных секций обмотки, последовательно возбуждаемых при соответствующем положении ускоряемого якоря [9]. Основной проблемой данного ускорителя является сложная система скоростной коммутации секций обмотки при строго определенном положении якоря. Кроме того, сложно полностью исключить перемещение промежуточных секций обмотки за счет отдачи, а их конфигурация, обеспечивающая сквозное перемещение якоря с исполнительным элементом, не всегда оптимальна с точки зрения магнитной связи с якорем.

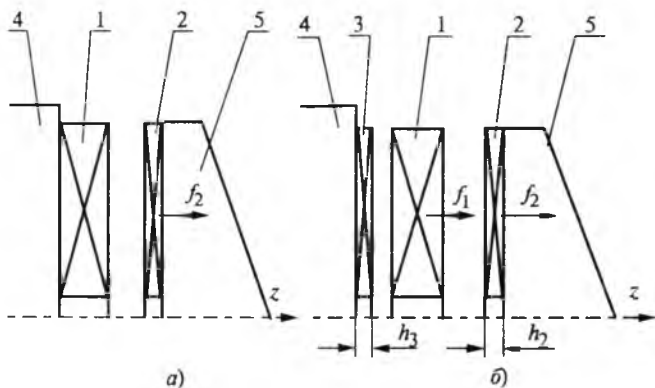


Рис.1. Схема традиционного (а) и исследуемого (б) ЭИИУ:

1 — обмотка возбуждения; 2 — разгоняемый якорь; 3 — неподвижный якорь; 4 — массивный упор; 5 — исполнительный элемент, выполненный в виде бойка

Иной подход совершенствования конструкции ЭИИУ предусматривает фиксирование к массивному упору лишь крайней секции обмотки или якоря с возможностью перемещения вдоль оси ускорения всех остальных секций обмотки и якоря, чередующихся между собой [10]. Каждая секция обмотки такого ускорителя, имея оптимальную конфигурацию, например в виде тонких плоских дисков, эффективно электродинамически взаимодействует с двумя смежными секциями якоря, отталкиваясь от предыдущей и ускоряя последующую. Помимо сложения скоростей на последней секции, разгоняющей исполнительный элемент, здесь устраняется проблема коммутации, поскольку все секции обмотки могут возбуждаться одновременно.

Рассмотрим рабочий цикл электромеханического ускорителя индукционного типа, содержащего последовательно установленные вдоль оси z неподвижный якорь (НЯ), взаимодействующий с массивным упором, подвижную замоноличенную обмотку возбуждения (ОВ) и разгоняемый якорь (РЯ), ускоряющий исполнительный элемент (рис.1,б). Работа ЭИИУ, возбуждаемого от источника постоянного тока, исследована в [11]. Рассмотрим электромеханические и тепловые процессы ускорителя при возбуждении от емкостного накопителя энергии, обеспечивающего более быстрый вывод энергии. Математическая модель данного ускорителя может быть описана системой нелинейных уравнений

$$i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + v_{12} i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + v_{13} i_3 \frac{dM_{13}}{dz} = 0; \quad (1)$$

$$i_n R_n + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{1n} \frac{di_1}{dt} + M_{nm} \frac{di_m}{dt} + v_{1n} \left(i_1 \frac{dM_{1n}}{dz} + i_m \frac{dM_{nm}}{dz} \right) + v_{1m} i_m \frac{dM_{nm}}{dz} = 0; \quad (2)$$

$$i_1(t) \left(i_3(t) \frac{dM_{13}}{dz} - i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz} \right) = (m_1 + m_2 + G) \frac{dv_{13}}{dt} + K_T v_{13}(t) + 0,5 \sigma_a \beta_1 r_{\max}^2 v_{13}^2(t); \quad (3)$$

$$i_2(t) \left(i_1(t) \frac{dM_{12}}{dz} - i_3(t) \frac{dM_{23}}{dz} \right) = (m_2 + G) \frac{dv_{12}}{dt} + K_T (v_{12}(t) + v_{13}(t)) + 0,5 \sigma_a \beta_2 r_{\max}^2 (v_{12}(t) + v_{13}(t))^2 + K_P (z_{12}(t) + z_{13}(t)), \quad (4)$$

где $p=1, 2, 3$ — индексы, соответственно, обмотки возбуждения, подвижного и неподвижного якорей; $n=2, 3$; $m=3, 2$; R_p, L_p, i_p — сопротивление, индуктивность и ток p -го активного элемента; M_{pn} — взаимоиנדуктивность между соответствующими активными элементами; v_{12}, v_{13} —

скорость движения РЯ относительно обмотки и обмотки относительно НЯ вдоль оси z ; C — емкость накопителя энергии, заряженного до напряжения U_0 ; m_1, m_2, G — масса ОВ, РЯ и исполнительного элемента; K_T, K_p — коэффициенты динамического трения и упругости буферного (возвратного) элемента; $r_{1\max}, r_{2\max}$ — наружные радиусы ОВ и РЯ с исполнительным элементом; σ_a — плотность среды перемещения; β_1, β_2 — коэффициенты аэродинамического сопротивления ОВ и РЯ с исполнительным элементом.

Система уравнений (1)–(4) нелинейна из-за: — зависимости коэффициентов само- и взаимной индуктивности от положений ОВ и РЯ в каждый момент времени;

— зависимости перемещений и скоростей ОВ и РЯ от механических факторов;

— зависимости сопротивлений активных элементов ускорителя от температуры T при протекании тока, а также от возбуждаемого поля B из-за магниторезистивного эффекта [12].

Пренебрегая влиянием подводющих проводов и иных элементов цепи возбуждения, считаем, что упор полностью неподвижен, обмотка и оба якоря расположены строго коаксиально и совершенно несжимаемы, их движение происходит только вдоль оси ускорителя.

При динамическом возбуждении ОВ ускорителя большим током мощность тепловыделений в его активных элементах может существенно превышать мощность теплоотвода, сопровождающаяся ростом температуры. Распределенная по сечению температура обмотки находится в цилиндрической системе координат $\{r, \varphi, z\}$ с использованием нелинейного уравнения [11]

$$c(T_1)\gamma_1^* \frac{\partial T_1}{\partial t} = \lambda_1 \left(\frac{\partial^2 T_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T_1}{\partial r} + \frac{\partial^2 T_1}{\partial z^2} \right) + j_1^2(t) K_w \rho(T_1, B_1), \quad (5)$$

где $c(T)$ — удельная теплоемкость; γ_1^* — усредненная плотность обмотки; λ_1 — коэффициент теплопроводности обмотки; $j_1(t)$ — плотность тока в обмотке; K_w — коэффициент заполнения обмотки; $\rho(T, B)$ — удельное сопротивление обмотки.

Для медной обмотки функциональные зависимости удельных значений теплоемкости $c(T)$ и сопротивления $\rho(T, B)$ в диапазоне температур жидкого азота можно описать в виде полиномов [12]

$$c(T) = -1,6603 - 0,0545/gT + 1,742/g^2 T - 0,8621/g^3 T + 0,1221/g^4 T; \quad (6)$$

$$\lg \left(\frac{\rho(T, B)}{\varepsilon + \varphi T} - 1 \right) = -6,821 + 2,537/g \left(\frac{1B}{\varepsilon + \varphi T} \right) - 0,1853/g^2 \left(\frac{1B}{\varepsilon + \varphi T} \right), \quad (7)$$

где $\varepsilon = -3,14 \cdot 10^{-9}$; $\varphi = 7,2 \cdot 10^{-11}$; $1 = 1,668 \cdot 10^{-7}$.

Уравнение (5) решается методом прогонки с использованием граничных условий третьего рода на охлаждаемых поверхностях и четвертого рода на границах соприкосновения обмотки с якорем с учетом того, что результирующее магнитное поле электродвигателя из-за магниторезистивного эффекта и токового нагрева вызывает неравномерную плотность тепловых источников по сечению обмотки.

Поскольку работа ЭИИУ происходит в импульсном режиме с интенсивными токовыми нагрузками, то необходимо учитывать, что если на границе с криогенной жидкостью плотность теплового потока ниже первого критического значения, определяемого формулой Кутателадзе

$$q_{k1} = 0,16 \sqrt{\gamma_a} r_{ab} \sqrt[4]{g \sigma^* (\gamma_b - \gamma_a)}, \quad (8)$$

где γ_a, γ_b — плотность паровой и жидкостной фаз; r_{ab} — теплота фазового перехода; g — ускорения свободного падения; σ^* — коэффициент поверхностного натяжения, то теплообмен на границе происходит в пузырьковом режиме кипения с относительно большим значением коэффициента теплообмена. Если же плотность теплового потока из-за высокой плотности тока превысит второе критическое значение

$$q_{k2} \approx q_{k1} \sqrt{\gamma_a / \gamma_b}, \quad (9)$$

то теплообмен осуществляется в пленочном режиме кипения с низким значением коэффициента теплоотдачи.

Получим аналитические выражения для токов в обмотке и якорях, поскольку они являются исходными для расчета остальных параметров исследуемого электромеханического ускорителя.

Система уравнений (1), (2) сводится к дифференциальному уравнению

$$a_4 \frac{d^4 i_p}{dt^4} + a_3 \frac{d^3 i_p}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_p}{dt^2} + a_1 \frac{di_p}{dt} + a_0 = 0, \quad (10)$$

где $a_4 = L_1 b_1 + M_{13} d_2 + M_{12} d_3$;

$$a_3 = R_1 b_1 + R_2 b_2 + R_3 b_3 + 2(e_1 d_1 + e_2 d_2 + e_3 d_3);$$

$$a_2 = b_1/C + L_1(R_2 R_3 - e_1^2) + L_2(R_1 R_3 - e_2^2) + L_3(R_1 R_2 - e_3^2) + 2[M_{12}(e_1 e_2 - R_3 e_3) + M_{13}(e_1 e_3 - R_2 e_2) + M_{23}(e_2 e_3 - R_1 e_1)];$$

$$a_1 = R_1(R_2 R_3 - e_1^2) + e_2(e_1 e_3 - R_2 e_2) + e_3(e_1 e_2 - R_3 e_3) + (R_2 L_3 + R_3 L_2 - 2M_{23} e_1)/C;$$

$$a_0 = (R_2 R_3 - e_1^2)/C; \quad b_1 = L_2 L_3 - M_{23}^2;$$

$$b_2 = L_1 L_3 - M_{13}^2; \quad b_3 = L_1 L_2 - M_{12}^2;$$

$$d_1 = M_{12} M_{13} - L_1 M_{23}; \quad d_2 = M_{12} M_{23} - L_2 M_{13};$$

$$d_3 = M_{13} M_{23} - L_3 M_{12}; \quad e_1 = (V_{13} + V_{12}) \frac{dM_{23}}{dz};$$

$$e_2 = V_{13} \frac{dM_{13}}{dz}; \quad e_3 = V_{12} \frac{dM_{12}}{dz}.$$

Кубическая резольвента характеристического уравнения

$$a_4x^3 + a_3x^2 + a_2x + a_1x + a_0 = 0 \quad (11)$$

дифференциального уравнения (10) имеет вид

$$y^3 + c_1y^2 + c_2y + c_3 = 0, \quad (12)$$

$$\text{где } c_1 = -0,75 \left(\frac{a_3}{a_4} \right)^2 - 1,5 \frac{a_2}{a_4}; \quad c_3 = \left[\frac{a_2a_3}{4a_4^2} - \left(\frac{a_3}{2a_4} \right)^3 - \frac{a_1}{a_4} \right]^2;$$

$$c_2 = 3 \left(\frac{a_3}{2a_4} \right)^4 - \frac{a_3^2a_2}{a_4^3} + \frac{a_1a_3 + a_2^2}{a_4^2} - 4 \frac{a_0}{a_4}.$$

Если дискриминант резольвенты (12)

$$D = (-P/3)^3 + (Q/2)^2, \quad (13)$$

где $P = c_1^2/3 - c_2$; $Q = 2(c_1/3)^3 - c_1c_2/3 - c_3^2$, меньше нуля, то корни уравнения (11) действительны и равны

$$x_k = 0,5(\pm\sqrt{y_1} \pm \sqrt{y_2} \pm \sqrt{y_3}) - 0,25a_3/a_4, \quad (14)$$

где

$$y_p = 2\sqrt{P/3} \cos\{[2\pi(p-1) + \arccos(-0,5Q\sqrt{-27P^{-3}})]/3\}.$$

Знаки в уравнении (14) выбираются так, чтобы выполнялось условие

$$\sqrt{y_1} \cdot \sqrt{y_2} \cdot \sqrt{y_3} = -c_2.$$

При различных значениях корней (14) решения для токов имеют вид

$$i_p = \frac{U_0}{a_4} \frac{A_{p1}e^{x_1t} + A_{p2}e^{x_2t} + A_{p3}e^{x_3t} + A_{p4}e^{x_4t}}{\gamma_{21}\gamma_{43}(\delta_{21} + \delta_{43}) + \gamma_{24}\gamma_{31}(\delta_{24} + \delta_{31}) + \gamma_{32}\gamma_{41}(\delta_{32} + \delta_{41})}, \quad (15)$$

где

$$A_{p1} = \gamma_{32}(\xi_4 - \Theta_p\delta_{32}) + \gamma_{24}(\xi_3 - \Theta_p\delta_{24}) + \gamma_{43}(\xi_2 - \Theta_p\delta_{43});$$

$$A_{p2} = \gamma_{13}(\xi_2 - \Theta_p\delta_{13}) + \gamma_{41}(\xi_3 - \Theta_p\delta_{41}) + \gamma_{34}(\xi_1 - \Theta_p\delta_{34});$$

$$A_{p3} = \gamma_{21}(\xi_4 - \Theta_p\delta_{21}) + \gamma_{42}(\xi_1 - \Theta_p\delta_{42}) + \gamma_{14}(\xi_2 - \Theta_p\delta_{14});$$

$$A_{p4} = \gamma_{12}(\xi_3 - \Theta_p\delta_{12}) + \gamma_{31}(\xi_2 - \Theta_p\delta_{31}) + \gamma_{23}(\xi_1 - \Theta_p\delta_{23});$$

$$\gamma_{kl} = x_k - x_l; \quad \xi_k = (\Lambda_p x_k - \Xi_p)x_k^2; \quad \delta_{kl} = x_k^2 x_l^2; \quad l=1,2,3,4;$$

$$\Theta_1 = -b_1; \quad \Theta_n = -d_m; \quad \Lambda_1 = \zeta_1/a_4; \quad \Lambda_n = \zeta_n/a_4;$$

$$\Xi_1 = [a_4 b_1^2/C - \zeta_1(R_1b_1 + e_2d_2 + e_3d_3) - \zeta_2(R_2d_3 + e_3b_1 + e_1d_2) - \zeta_3(R_3d_2 + e_2b_1 + e_1d_3)]/a_4^2;$$

$$\Xi_n = [a_4 b_1 d_m/C - \zeta_1(R_1d_m + e_m b_n + e_n d_1) - \zeta_n(R_n b_n + e_m d_m + e_1 d_1) - \zeta_m(R_m d_1 + e_n d_m + e_1 b_n)]/a_4^2;$$

$$\zeta_1 = R_1 b_1^2 + R_2 d_3^2 + R_3 b_2^2 + 2[b_1(e_2 d_2 + e_3 d_3) + e_1 d_2 d_3];$$

$$\zeta_n = d_m(R_1 b_1 + R_n b_n) + R_m d_1 d_n + e_m(b_1 b_n + d_1^2) - L_1 M_{nm}(e_n b_1 + e_1 d_m) - L_n M_{1m}(e_n d_m + e_1 b_n) - L_m M_{1n}(e_1 d_1 + e_n d_n).$$

Если $D > 0$, то резольвента (12) имеет один действительный и два комплексно сопряженных корня

$$y_1 = \zeta_1 + \zeta_2 - c_1/3; \quad y_{2,3} = v \pm j\omega, \quad (16)$$

$$\text{где } \zeta_1 = \sqrt[3]{-0,5Q + (-1)^r \sqrt{D}}; \quad r = 1, 2;$$

$$v = -0,5(\zeta_1 + \zeta_2) - c_1/3; \quad \omega = 0,5\sqrt{3}(\zeta_2 - \zeta_1).$$

При положительном значении действительного корня резольвенты уравнение (11) имеет два действительных и два мнимых корня

$$x_{1,2} = 0,5\sqrt{y_1} - 0,25a_3/a_4 \pm \sqrt{0,5(v + \sqrt{v^2 + \omega^2})};$$

$$x_{3,4} = \lambda \pm jv, \quad (17)$$

$$\text{где } \lambda = 0,5\sqrt{y_1} - 0,25a_3/a_4; \quad v = \sqrt{0,5(\sqrt{v^2 + \omega^2} - v)}.$$

Обозначив действительные корни $x_1 = \alpha$, $x_2 = \beta$, получим выражение для токов

$$i_p = \frac{U_0}{a_4} \frac{B_{p1}e^{\alpha t} + B_{p2}e^{\beta t} + e^{\lambda t}[B_{p3}\cos(vt) + B_{p4}\sin(vt)]}{\alpha\beta(3\lambda^2 - 2\lambda\chi_1 - v^2 + \alpha\beta) + \chi_2(\chi_2 + \chi_3 - 2\lambda\chi_1)}, \quad (18)$$

где

$$B_{p1} = \{\Theta_p[\beta^2(3\lambda^2 - v^2 - 2\beta\lambda) - \chi_2^2] + \Lambda_p[2\lambda\chi_2 - \beta(3\lambda^2 - v^2 - \beta^2)] - \Xi_p[(\lambda - \beta)^2 + v^2]\}/(\beta - v);$$

$$B_{p2} = \{\Theta_p[\chi_2^2 + \lambda^2(v^2 - 3\lambda^2 + 2\alpha\lambda) + \Lambda_p[\alpha(3\lambda^2 - v^2) - 2\lambda\chi_2] + \Xi_p[\chi^2 - 2\alpha\lambda]]\}/(\beta - v);$$

$$B_{p3} = \Theta_p[(v^2 - 3\lambda^2)\chi_1 + 2\lambda\chi_3] + \Lambda_p[(3\lambda^2 - v^2) + \chi_3] + \Xi_p[\chi_1 - 2\lambda];$$

$$B_{p4} = \{\Theta_p[\chi_3(v^2 - \lambda^2) + \chi_1\lambda(\lambda^2 - 3v^2) + \alpha^2\beta^2] + \Lambda_p[\chi_3\lambda - \alpha\beta\chi_1 + 3\lambda v^2 - \lambda^3] + \Xi_p[\lambda^2 - v^2 + \alpha\beta - \lambda\chi_1]\}/v;$$

$$\chi_1 = \alpha + \beta; \quad \chi_2 = \lambda^2 + v^2; \quad \chi_3 = \alpha^2 + \alpha\beta + \beta^2.$$

На основании полученных выражений для токов и известных зависимостей, учитывающих нелинейные теплофизические и электрические параметры [12,13], разработана программа для ЭВМ по расчету характеристик ЭИИУ, охлаждаемого азотом. Обмотка ускорителя плотно намотана на 300 витков медной шины сечением 0,45×2,75 мм², вакуумно пропитана эпоксидным компаундом и выполнена в виде диска толщиной 12 мм с наружным диаметром 100 мм и внутренним — 10 мм. Оба якоря, коаксиально охватывающие обмотку, также имеют дисковую форму с аналогичными радиальными размерами. РЯ взаимодействует с ускоряемым исполнительным элементом массой 2,0 кг.

Рассмотрим рабочий цикл ЭИИУ при возбуждении от емкостного накопителя ($C=100$ мкФ, $U_0=4,5$ кВ) и различном соотношении аксиальных толщин НЯ и РЯ (рис.1,б). В качестве базо-

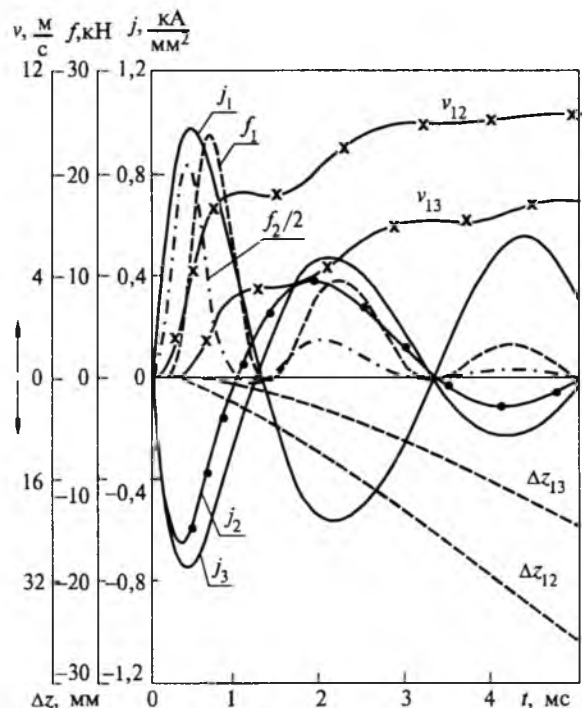


Рис.2. Электродинамические характеристики ускорителя, у которого неподвижный и разгоняемый дисковые якоря выполнены одинаковой толщины

вого варианта для сравнения используем традиционный ЭИИУ с неподвижной ОБ и одним РЯ (рис.1,а) [2,7]. На рис.2 представлены плотность тока в ОБ j_1 , в РЯ j_2 и НЯ j_3 , аксиальные электродинамические силы, действующие на ОБ f_1 и РЯ f_2 , скорость v_{13} и перемещение Δz_{13} обмотки, а также скорость v_{12} и перемещение Δz_{12} РЯ относительно обмотки ускорителя, у которого оба якоря имеют одинаковую толщину дисков $h_{2,3} = 5$ мм. В этом ускорителе лишь до начала движения РЯ (примерно 0,3 мс) токи в обоих якорях изменяются одинаково. Однако электродинамические силы, действующие на РЯ f_2 и на ОБ f_1 , уже существенно различаются. Сила f_2 резко нарастает сразу после начала процесса, а сила f_1 — лишь через определенное время, связанное с началом движения РЯ. Из-за фазового сдвига между токами в якорях после первого полупериода (1,0—1,3 мс) возникает тормозная электродинамическая сила, направленная против движения, что вызывает уменьшение скорости, особенно РЯ v_{12} . Интересно отметить, что фазовый сдвиг практически полностью пропадает в конце второго полупериода токов (примерно 3,25 мс), когда магнитная связь между обмоткой и якорями существенно ослаблена. В данном ускорителе РЯ с исполнительным элементом относительно неподвижного упора за 5 мс ускоряются до скорости 17,3 м/с, вызывая перемещение на 64,2 мм, что существенно выше аналогичных показателей базового ЭИИУ (14,3 м/с, 59,1 мм). Максимальный КПД исследуемого ускорителя, значение

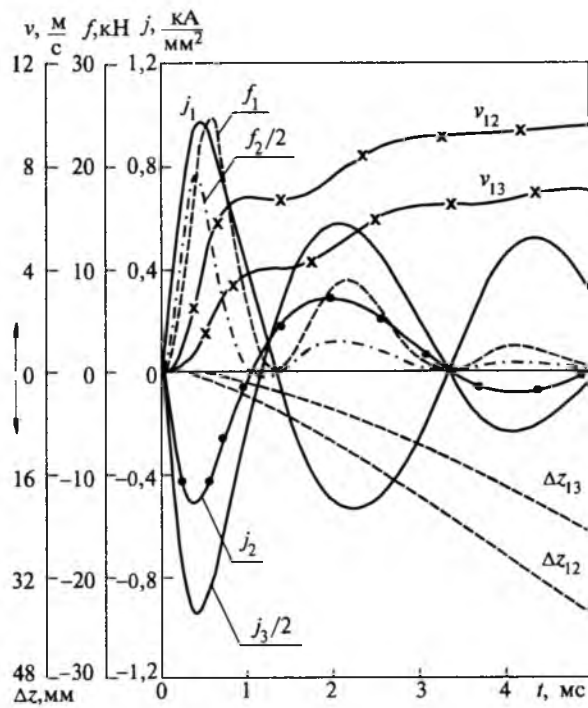


Рис.3. Электродинамические характеристики ускорителя, у которого толщина неподвижного якоря меньше толщины разгоняемого якоря в 3 раза

которого в общем случае определяется как

$$\eta(t) = \frac{m_1 v_{13}^2(t) + (m_2 + G) v_{12}^2(t)}{CU_0^2},$$

составляет 39%, что существенно выше, чем у базового ЭИИУ (23,7%).

Таким образом, хотя скорость РЯ относительно ОБ у исследуемого ускорителя снижается до 10,3 м/с, но за счет разгона обмотки до скорости 7,0 м/с эффективность электромеханического преобразования энергии повышается. По сравнению с прототипом происходит уменьшение усредненного температурного нагрева обмотки с 2,2 до 1,5 К и разгоняемого якоря с 1,09 до 0,68 К, а нагрев неподвижного якоря достигает 1,2 К за 5 мс.

Если толщина НЯ ($h_3 = 2$ мм) меньше толщины РЯ ($h_2 = 6$ мм), то по сравнению с предыдущим вариантом при равенстве якорей амплитуда плотности тока в НЯ возрастает в 2,5 раза, а в подвижном якоря снижается лишь на 25% (рис.3). Но поскольку ток в тонком НЯ в начале процесса растет быстрее, чем в более толстом РЯ, то сила отталкивания f_1 , действующая на обмотку со стороны неподвижного якоря, вызывает перемещение обмотки практически одновременно с перемещением подвижного якоря. Перемещение РЯ относительно обмотки Δz_{12} по сравнению с предыдущим вариантом снижается на 9,2%, а перемещение самой обмотки возрастает на 8,9%. В результате КПД такого ускорителя понижается до 37,3%. Данное изменение соотношения геометрических параметров якорей приводит

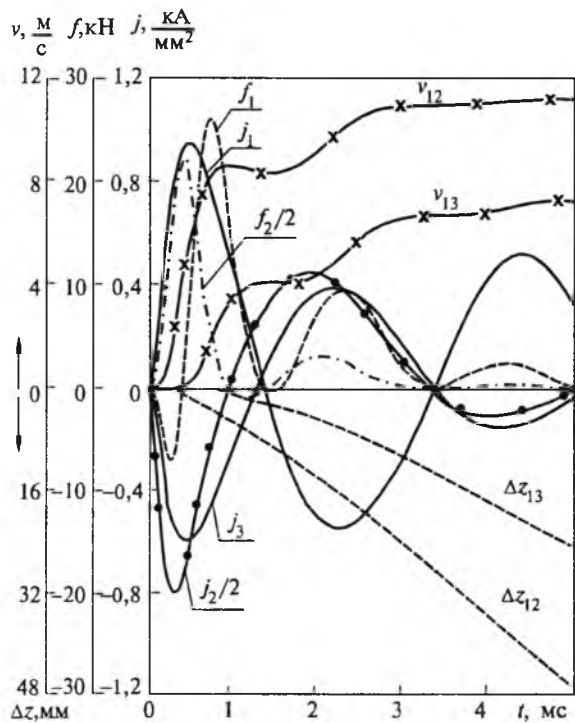


Рис.4. Электродинамические характеристики ускорителя, у которого толщина неподвижного якоря больше толщины разгоняемого якоря в 3 раза

к уменьшению нагрева ОВ до 1,45 К, РЯ — до 0,44 К при существенном повышении температурного нагрева НЯ — до 7,5 К за 5 мс.

Если поменять местами оба якоря, то характер токов и электродинамических сил претерпевает следующие изменения: ток в тонком ускоряемом якоря нарастает быстрее, чем в толстом неподвижном якоря (рис.4). Вследствие этого, до момента 0,3 мс на обмотку действует сила f_1 , прижимающая ее к неподвижному якорю. Движение ОВ начинается заметно позднее, чем РЯ. Но амплитуды электродинамических сил отталкивания f_1 и f_2 , действующих, соответственно на ОВ и РЯ, в данном ускорителе наибольшие, КПД достигает 40,5%, хотя усредненная электродинамическая сила

$$\bar{f} = \frac{1}{t} \left(\int_0^t f_1 dt + \int_0^t f_2 dt \right)$$

при этом наименьшая. Что касается энергетических соотношений, то в рассматриваемом варианте электромеханического ускорителя нагрев ОВ составляет 1,48 К, РЯ — 4,1 К, а НЯ снижается до 0,8 К за 5 мс.

В целом же можно отметить, что хотя характер изменения токов при использовании емкостного накопителя и источника постоянного тока [11] для импульсного возбуждения электромеханического ускорителя различен, соответственно, колебательно и апериодически затухающий, но в обоих случаях наблюдаются общие закономерности влияния соотношений толщин неподвиж-

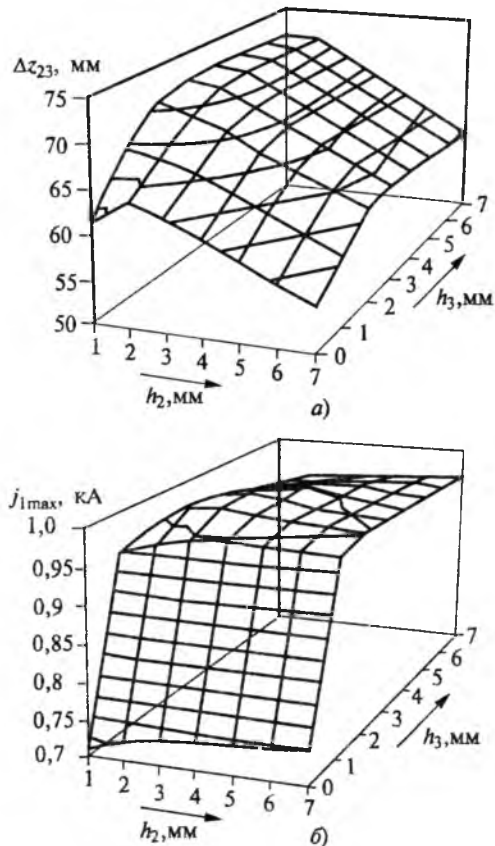


Рис.5. Распределение перемещения РЯ с исполнительным элементом относительно упора за 5 мс (а) и амплитуды плотности тока обмотки возбуждения (б) для ЭИИУ с различной толщиной НЯ и РЯ

ного и разгоняемого якорей на электромеханические и энергетические показатели работы.

Более полно оценить влияние аксиальных размеров обоих якорей позволяют рис.5 и 6, где представлены распределения максимальных значений плотности тока в обмотке $j_{1\max}$, перемещений РЯ с исполнительным элементом 2 кг относительно неподвижного упора Δz_{23} за 5 мс, КПД η и развиваемых интегральных электродинамических сил \bar{f} . Параметры ускорителя-прототипа здесь представлены при значениях $h_3=0$. Наличие двух якорей в исследуемом ЭИИУ оказывает более сильное индукционное воздействие на обмотку возбуждения, чем один якорь базового ускорителя, что проявляется в заметном увеличении амплитуды тока в обмотке $j_{1\max}$. Наиболее сильное воздействие на обмотку оказывают РЯ с толщиной $2,0 < h_2 < 4,0$ мм и НЯ с толщиной $2,5 < h_3 < 5,0$ мм. Увеличение амплитуды токов вызывает рост как амплитудных значений электродинамических усилий, так и усредненного значения. Максимальные значения усредненной силы \bar{f} для рассматриваемого ускорителя обеспечивают НЯ толщиной $h_3=4-6$ мм и РЯ толщиной 7 мм.

КПД и максимальные перемещения у исследуемого ускорителя существенно повышаются с увеличением толщины неподвижного якоря h_3 .

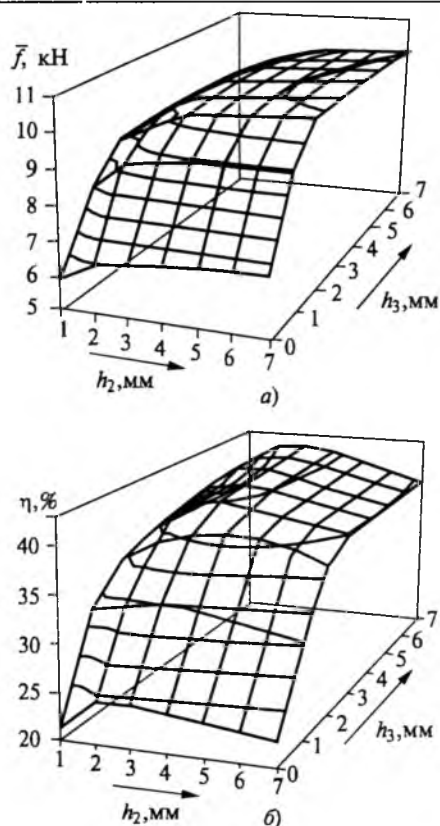


Рис.6. Распределение усредненной электродинамической силы (а) и максимального КПД (б) для ЭИИУ с различной толщиной НЯ и РЯ

Однако резкий рост наблюдается лишь до $h_3=2$ мм.

В целом же основные электромеханические показатели исследуемого ускорителя с двумя якорями и подвижной обмоткой по сравнению с базовым ускорителем, содержащим неподвижную обмотку и один разгоняемый якорь, заметно повышаются. При этом толщина обоих дисковых якорей должна иметь определенное значение. Для рассматриваемого ускорителя рекомендуется выбирать толщину неподвижного и подвижного якорей примерно 2—3 мм, что обеспечивает максимальную эффективность преобразования энергии источника в кинетическую.

Для проверки основных теоретических положений и расчетных соотношений были проведены экспериментальные испытания модельного криогенного импульсно-индукционного ускорителя с горизонтальным перемещением исполнительного элемента. Основные конструктивные элементы ускорителя, исключая обмотку с гибким тоководом и якоря, были изготовлены из немагнитного плохопроводящего материала (нержавеющая сталь и стеклотекстолит). Наружный теплоизоляционный кожух выполнялся из пенопласта. В качестве емкостного накопителя использовался 5 кВ-й конденсатор К42И-7 емкостью 100 мкФ.

В процессе измерений при помощи двухлучевого запоминающего осциллографа С8-12 регистрировались ток в обмотке возбуждения, скорость

и перемещение исполнительного элемента при помощи двух чувствительных гибких контактных датчиков, установленных на фиксированном расстоянии друг от друга. Как показали экспериментальные исследования, значение измеренного тока обмотки с точностью до 5% совпадает с расчетным. Механические показатели менее точно согласуются между собой, что объясняется наличием отдачи упора, его упругостью и не абсолютной жесткостью основных элементов ускорителя. Однако в целом, с учетом установленных погрешностей, экспериментальные результаты удовлетворительно согласуются с расчетными параметрами и характеристиками ЭИИУ.

Выводы

1. Разработана математическая модель электромеханического импульсно-индукционного ускорителя с криогенным охлаждением, содержащего два дисковых якоря — неподвижный и разгоняемый, коаксиально охватывающих подвижную обмотку, возбуждаемую от емкостного накопителя энергии.

2. Получены аналитические выражения для токов в обмотке, неподвижном и ускоряемом якорях, основанные на решении дифференциального уравнения четвертого порядка.

3. Показано, что по сравнению с традиционным импульсно-индукционным ускорителем, содержащим неподвижную обмотку и один ускоряемый якорь, в исследуемом ускорителе заметно повышаются основные электромеханические показатели.

4. Установлено влияние аксиальной толщины неподвижного и разгоняемого якорей на основные характеристики и показатели ускорителя.

Список литературы

1. Ашавский А.М., Вольперт А.Я., Шейнбаум В.С. Силовые импульсные системы. М.: Машиностроение, 1978.
2. Бондалетов В.Н., Иванов Е.Н., Петров С.П., Тюткин В.А. Исследование эффективности ускорения проводников в импульсном магнитном поле соленоида// Журнал прикладной механики и технической физики. 1983. № 2. С.82—86.
3. Driga M.D., Weldon W.F., Woodson H.H. Electromagnetic induction launders//IEEE Transactions on Magnetics. 1986. Vol.22. № 6. P. 1453—1458.
4. Shvetsov G.A., Rutberg P.G., Kolikov V.A. Electric launch in Russia. A review of recent results//IEEE Transactions on Magnetics. 1999. Vol. 35, № 1. P.37—43.
5. Tozoni O.V. Self-regulating permanent magnet linear motor//IEEE Transactions on Magnetics. 1999. Vol.35 № 4. P.2137—2145.
6. Afonin A. Multi-layer electromechanical systems of linear and rotational motion//Proceedings of the 3rd International scientific and technical conference «Unconventional electromechanical and electrical systems». 19—21. September 1997. Aluhta, The Crimea, Ukraine. Vol.1. P. 35—46.

7. Болюх В.Ф., Эль-Юссеф И.М. Влияние охлаждения жидким азотом на эффективность линейного индукционного ударного двигателя//Техническая электродинамика. 1998. № 2. С. 52—57.

8. Лагутин А.С., Ожогин В.И. Сильные импульсные магнитные поля в физическом эксперименте. М.: Энергоатомиздат, 1988.

9. Wand D.M., Liu P., Liu H.Q. et al. The design and structural analysis of a Coilgun for low acceleration of heavy loads//IEEE Transactions on Magnetics. 1999. Vol. 35, № 1. P. 160—165.

10. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Концепция многосекционного индукционно-динамического двигателя//Сборник научных трудов Харьк. госуд. политехн. ун-та. 1999. Вып. 7. Ч.3. С.89—95.

11. Болюх В.Ф. Электродинамические процессы в линейном импульсно-индукционном двигателе с под-

вижной криореистивной обмоткой возбуждения//Электротехника. 1999. № 2. С.3—10.

12. Сильные и сверхсильные магнитные поля и их применение/Под ред. Ф.Херлаха. М.: Мир, 1988.

13. Болюх В.Ф., Данько В.Г. Работа криореистивной обмотки возбуждения в кратковременном режиме//Техническая электродинамика. 1990. № 5. С. 36—41.

Болюх Владимир Федорович — докторант кафедры общей электротехники Харьковского государственного политехнического университета (бывший ХПИ). Окончил в 1979 г. физико-технический факультет ХПИ по специальности «Криогенная техника». В 1987 г. защитил кандидатскую диссертацию по сверхпроводящим магнитным системам для линейных электро-механических преобразователей энергии. Автор 43 научных статей и 67 изобретений в области криогенных электро-механических преобразователей энергии.

Выбор оптимальной скорости электродвигателя позиционного привода, участвующего в движении объекта

САБИНИН Ю.А., доктор техн. наук, проф., ДЕНИСОВА А.В., инж.

При проектировании электропривода для любого механизма одной из основных задач является выбор номинальной скорости двигателя. При этом в зависимости от характера и свойств механизма подход к решению этой задачи должен быть различным. Возможны следующие варианты выбора номинальной скорости двигателя:

1. Минимум стоимости агрегата двигатель-механизм.

2. Максимальное быстродействие, т.е. минимум длительности переходных режимов.

3. Минимум массы привода.

4. Минимум габаритных размеров и др.

Данная статья посвящена вопросам выбора номинальной скорости двигателя для случая 3. Такой вариант решения задачи относится к случаям, когда проектируемый привод совершает движение вместе с приводимым в движение объектом. Характерным примером может служить робот с антропоморфной кинематической схемой. Каждое звено должно иметь минимальную массу, так как оно приводится в движение двигателем предыдущей степени свободы.

Требование минимальной массы относится также ко всем приводам летательных аппаратов.

Зависимость минимальной мощности от габаритных размеров двигателя может быть оценена по эмпирической формуле, приводимой в классических трудах по электрическим машинам [1],

$$P = cD^2l\omega, \quad (1)$$

где D и l — диаметр и длина активной части якоря или ротора; c — коэффициент, относящийся к рассматриваемой серии.

Как правило, для большинства серий двигателей отношение близко к 1 и соответственно $D \approx l$. Поэтому с достаточной степенью приближения можно считать

$$P = c_1 l^3 \omega, \quad (2)$$

где $c_1 = cD/l$.

Мощность двигателя, естественно, следует оценивать не только активными материалами, заложенными в ротор, а габаритными размерами всей машины в целом. Можно полагать, что соответствующая зависимость заложена в коэффициенты c и c_1 .

В соответствии с (2) при неизменной мощности двигателя зависимость линейных размеров ротора (его длины) от скорости может быть представлена как

$$l = \sqrt[3]{\frac{P}{c_1 \omega}} \approx \sqrt[3]{\frac{1}{\omega}}. \quad (3)$$

Соответственно для массы всего двигателя можно записать

$$m = al^3 = \frac{a}{c_1} \frac{P}{\omega} = \frac{a_1}{\omega}. \quad (4)$$

Правомерность зависимостей (3) и (4) следует проверить на существующих сериях двигателей. Построим соответствующие характеристики для двигателей серии ДПР, используемых в

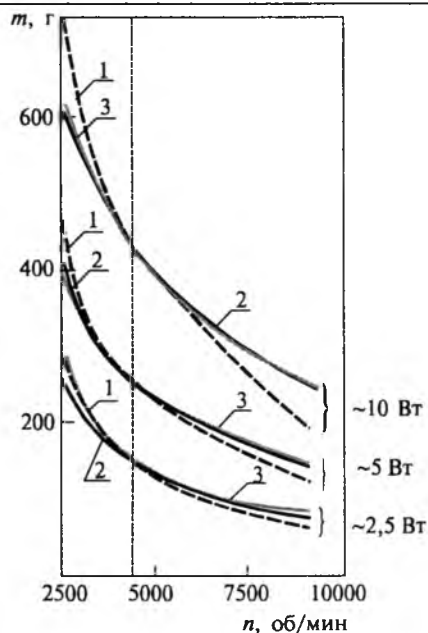


Рис.1.

авиации. Естественно, характеристики следует строить для двигателей с одинаковой геометрией. Предпочтительней исследовать характеристики двигателей с удлиненным ротором, как имеющих меньший момент инерции. Фактические характеристики $m=f(n)$ и рассчитанные по зависимости (4) представлены на рис.1. Для расчетных характеристик за базовую частоту вращения принята $n = 4500$ об/мин и, соответственно, скорость в относительных единицах выражается как

$$v = \frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_{\text{баз}}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{471}.$$

Как видно из рис.1, расчетные (1) и фактические (2) характеристики $m=f(\omega_{\text{ном}})$ проходят достаточно близко. Однако для уточнения расчетных характеристик все же целесообразно в знаменателе ввести поправку — показатель степени α . При этом уточненная формула для массы

$$m = a_1 / \omega^\alpha. \quad (5)$$

Для серии ДПР показатель степени близок к значению $\alpha=0,7$. При его использовании, как показано на том же рис.1, кривая 3, расчетные и фактические характеристики практически совпадают. Из представленных характеристик следует, что с увеличением номинальной скорости двигателя его масса существенно уменьшается, что крайне важно для рассматриваемых приводов. Однако увеличение скорости за пределы 9—10 тыс. об/мин нецелесообразно, так как при этом положительный эффект уже не достигается. Более того, масса привода может даже несколько возрасти за счет конструктивных деталей, необходимых для скоростного привода, и дополнительных ступеней механического редуктора.

Наряду с уменьшением массы использование высокоскоростного привода обеспечивает также

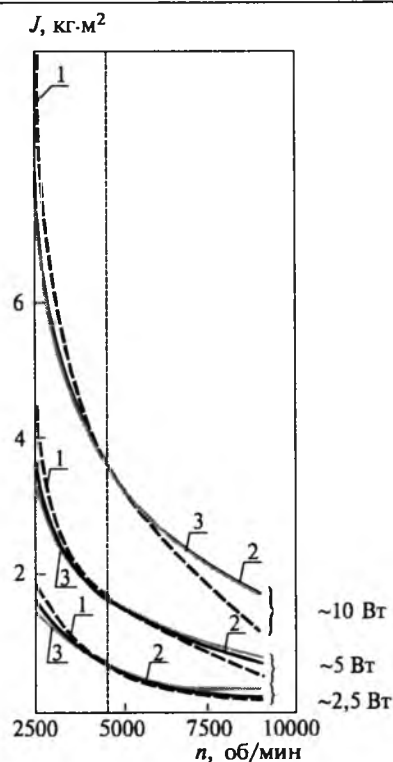


Рис.2.

существенное уменьшение момента инерции. Момент инерции двигателя через его линейные размеры может быть представлен как

$$J_d = m r^2 = b l^5.$$

Применив выражение (3), получим

$$J_d = b \sqrt[3]{\frac{P^5}{c_1^5 \omega^5}} \approx b \sqrt[3]{\frac{1}{\omega^5}}. \quad (6)$$

Соответствующие характеристики для двигателей серии ДПР представлены на рис.2. Там же показаны и фактические характеристики. Для лучшего совпадения характеристик введем (по примеру построения характеристик для массы двигателя) дополнительный показатель степени β и соответственно используем выражение

$$J_d = \frac{b_1}{\omega^{\frac{5}{3}+\beta}}. \quad (7)$$

Как показывает анализ, для серии двигателей ДПР следует принять $\beta = 1,1$. При этом совпадение характеристик получаем достаточно близким. Уменьшение момента инерции двигателя обеспечивается лишь при увеличении номинальной частоты вращения до 9—10 тыс. об/мин: дальнейший рост частоты вращения мало эффективен.

Следует иметь в виду, что использование двигателей с повышенной номинальной скоростью в итоге приводит к уменьшению быстродействия привода. В режиме холостого хода длительность переходных процессов может быть оценена по выражению

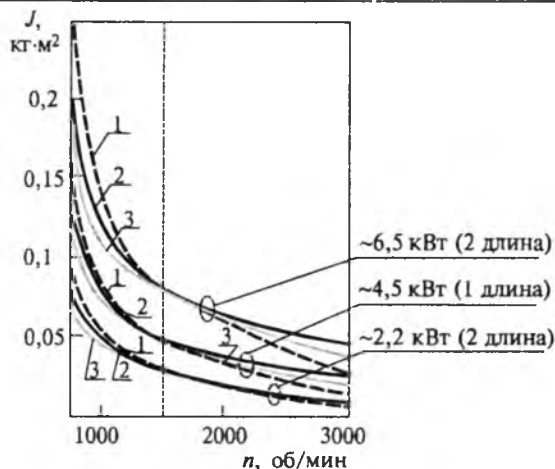


Рис.3.

$$t_n = \frac{J\omega_d^2}{\lambda_m P_{\text{дном}}}$$

или, используя (6),

$$t_n = \alpha \frac{\omega_d^2}{\omega^{\frac{5}{3}}} = \alpha^3 \sqrt{\omega_d}. \quad (8)$$

Следовательно, с увеличением номинальной скорости двигателя длительность процессов возрастает. При наличии масс механизма увеличение длительности процессов будет менее ощутимым, так как в этом случае будет возрастать только часть числителя, соответствующая кинетической энергии самого двигателя; второе слагаемое, соответствующее механизму, будет оставаться неизменным.

Наряду с характеристиками для двигателей ДПР, используемых в авиации, построены и характеристики для некоторых ветвей общепромышленной серии двигателей 2П (рис.3, 4). Зависимости $m=f(n)$ и $J=f(n)$ аналогичны. Лишь несколько иные значения приобретают корректирующие показатели степени: $\alpha=0,3$ и $\beta=0,4$. Для более современной серии двигателей постоянного тока 4П, к сожалению, построить характеристики не удалось, так как в справочниках и каталогах приводится ограниченный объем сведений. По этой же причине не построены характеристики и для асинхронных двигателей как общепромышленной серии 4А, так и повышенного скольжения 4АС. Последние были бы весьма интересны, так как эти двигатели предназначены для динамических режимов и длительность процессов при этом весьма существенна.

Замедление переходных процессов, т.е. ухудшение динамики высокоскоростных двигателей, обусловлено не только свойствами и характеристиками самих двигателей, рассмотренными выше, но и необходимостью увеличения передаточного отношения редуктора, что связано с

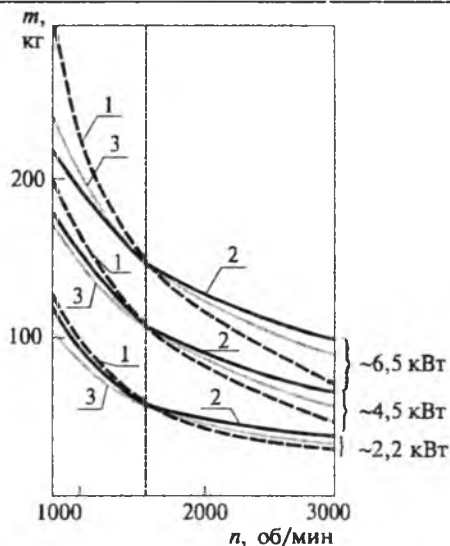


Рис.4.

введением дополнительных пар зубчатых колес. Однако эти дополнительные пары должны прижиматься к оси самого высокоскоростного двигателя и соответственно их масса и момент инерции незначительны. Как показывают расчеты, при увеличении передаточного отношения редуктора, имеющего шестерни с мелко модульными зубцами, в 4—5 раз масса редуктора увеличивается лишь на 10—15%.

Более точные сведения о влиянии редуктора на динамику процессов можно было бы получить на основе характеристик серии двигателей, снабженных редукторами. К сожалению, в России такие двигатели практически не производятся, за исключением серии маломощных двигателей ДКИР-1 ($P_{\text{ном}}=1$ Вт) и ДКИР-0,4 ($P_{\text{ном}}=0,4$ Вт). В их корпусе, объединенном с редуктором, могут быть использованы механические передачи с передаточным отношением от 5 до 320. Эти двигатели предназначены для использования в системах автоматики при обработке весьма малых перемещений. Анализ данных, относящихся к редукторам и двигателям, показывает, что переменные потери, возникающие в зубцовых контактах и зависящие от передаваемого момента, при небольших передаточных отношениях (до 10—15) практически могут не учитываться. Более существенное влияние оказывают постоянные составляющие потерь, обусловленные трением в опорах. Эти потери, естественно, несколько снижают быстродействие привода за счет уменьшения динамического момента. От учета возрастания момента инерции в результате присоединения дополнительных масс шестерен можно отказаться, так как практически их влияние уже принимается во внимание обычно вводимым коэффициентом — сомножителем δ при моменте инерции двигателя J .

Таким образом, полученные характеристики

для оценки изменения массы m и момента инерции J при вариациях скорости двигателя могут использоваться с достаточной достоверностью.

Учет изменения массы перемещаемого двигателя и момента инерции необходим при расчете редукторных приводов и исследовании их динамики. В первую очередь это относится к приводам, которые перемещаются в пространстве и соответственно должны иметь минимальную массу. Сюда следует отнести приводы поворота трубы телескопа или антенны, тележки для исследования поверхности планет (лунохода, марсохода), у которых частота вращения ходовых колес должна составлять 2—3 об/мин; некоторых мощных монтажных механизмов с большим радиусом действия и др. КПД редукторов в подобных приводах близок к 8—10% и влияние потерь в редукторе на динамику привода весьма велико. При этом могут быть использованы уравнения, рассмотренные в [2,3]. Необходима лишь разработка программ для расчета на РС.

Выводы

1. Для механизмов, приводы которых участвуют в движении вместе с самим механизмом, следует применять высокоскоростные двигатели.

2. Двигатели с номинальной частотой вращения свыше 10 тыс. об/мин использовать не следует, так как дальнейшее увеличение частоты может привести к снижению быстродействия

привода за счет массы дополнительных конструктивных элементов.

3. Для построения характеристик двигателей, определяющих изменение массы $m=f(n)$ и момента инерции $J=f(n)$ от частоты вращения, могут быть использованы соотношения, вытекающие непосредственно из формулы, приводимой в классических трудах по электрическим машинам и определяющей связь номинальной мощности двигателя с его габаритными размерами.

4. Эти характеристики для всех типов двигателей постоянного и переменного тока имеют одинаковый характер и близки к параболической зависимости.

5. Увеличение передаточного отношения механического редуктора при использовании высокоскоростных двигателей практически не приводит к заметному увеличению момента инерции привода.

Список литературы

1. Рихтер Р. Электрические машины. Т.1. М.: —Л.: ОНТИ, 1935.
2. Пресс С.А. О потерях в передаточных механизмах подъемных и транспортных машин//Труды ЛПИ. 1951. № 10.
3. Андреев В.П., Сабинин Ю.А. Основы электропривода. М.: —Л.: ГЭИ, 1963.
4. Справочник по электрическим машинам./Под ред. И.П. Копылова и Б.К.Клопова М.: Энергоатомиздат, 1988—1989.

Оптимизация динамических режимов работы асинхронного конденсаторного двигателя с регулируемой емкостью

МОЩИНСКИЙ Ю.А., ПЕТРОВ А.П., кандидаты техн. наук

Представлена методика составления дифференциальных уравнений, описывающих асинхронный конденсаторный двигатель (АКД) с трехфазными обмотками в осях. Рассмотрены вопросы оптимизации динамического режима пуска АКД типа 4АА56А4УЗ мощностью 120 Вт при схеме звезда при регулировании емкости конденсатора. Регулирование емкости осуществляется по зависимости, при которой магнитное поле АКД характеризуется минимумом эллиптичности в каждый момент времени. При этом отмечается снижение времени разгона АКД, а также уменьшение ударных токов, моментов и снижение пульсирующего момента.

В ряде отраслей промышленности используются машины и механизмы, в электроприводах которых асинхронные конденсаторные двигатели (АКД) работают в напряженных динамических режимах, обусловленных частыми включениями, торможениями, реверсами или изменениями нагрузки и сопровождающихся электромагнитными и механическими переходными процес-

сами. При этом характер переходных процессов определяется параметрами двигателя, графиком нагрузки, особенностями схемы включения АКД и начальными условиями, при которых протекают динамические процессы.

В переходных процессах реализуются динамические нагрузки, увеличивающие момент двигателя до значений, ограниченных допустимой

кратковременной перегрузкой двигателя, которые вызывают значительный рост мощности потерь и увеличение интегральных потерь энергии за время цикла работы. В связи с этим в последнее время все большее внимание уделяется рациональному использованию энергии. Между тем следует указать на то, что вопросы энергосбережения широко применяемых в промышленности АКД изучены недостаточно. В первую очередь это касается пуска, торможения и реверсирования с учетом электромагнитных переходных процессов.

Снижение потерь при оптимизации динамических режимов работы ведет не только к экономии энергии и уменьшению нагрева машин, но и позволяет повысить и обоснованно выбрать количество коммутационных циклов в электроприводах циклического действия.

В данной статье предлагается математическая модель АКД в преобразованной ортогональной системе координат (α - β) с регулируемой емкостью в функции скольжения, при этом каждое значение емкости удовлетворяет условию минимума эллиптичности магнитного поля в машине [1].

Используя теорию обобщенного электромеханического преобразователя при записи обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений (ДУ) асинхронной машины на основе теории цепей, принимаем следующие допущения:

а) отсутствуют гистерезис, насыщение, вихревые токи, следовательно, и потери в стали (постоянство параметров);

б) пренебрегаем неравномерностью воздушного зазора и неодинаковостью магнитной проводимости, обусловленной различными факторами;

в) отсутствуют высшие пространственные гармоники поля, т.е. распределение магнитного поля каждой из обмоток считается синусоидальным.

Кроме того, полагаем, что параметры всех фаз статора и ротора приведены к эффективному числу витков фазы A [2].

В качестве системы координат для записи исходной системы ДУ для схемы включения АКД (рис.1) выберем ортогональную систему координат (α - β). Ось α совместим с осью фазы A .

Уравнения несимметричной двухфазной машины, параметры всех фаз которой приведены к числу витков главной фазы α , в координатах (α - β) имеют вид:

$$\begin{pmatrix} U_{\alpha}^* \\ U_{\beta}^* \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{\alpha} + DL_{\alpha} & 0 \\ 0 & R_{\beta} + DL_{\beta} \\ DM - M\omega_r & 0 \\ 0 & DM + M\omega_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} DM & 0 \\ 0 & DM \\ R_r + DL_r - \omega_r L_r & 0 \\ 0 & R_r + DL_r + \omega_r L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

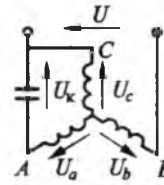


Рис.1. Схема включения АКД

где $U_{\alpha}^* = U_{\alpha}$, $U_{\beta}^* = \frac{U_{\alpha}}{K}$ — приведенные напряжения на фазах статора α и β ; R_{α} , R_{β} , R_r , L_{α} , L_{β} , L_r — активные сопротивления и полные индуктивные сопротивления фаз статора и ротора; K — коэффициент трансформации; M — взаимная индуктивность между фазами статора и ротора; i_{α} , i_{β} , i_r — токи соответствующих фаз; $D = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования..

Дополним систему (1) уравнением движения:

$$\frac{J}{p} D\omega_r = pM(i_{\alpha}i_{\beta} - i_{\beta}i_{\alpha}) - M_c, \quad (2)$$

где J — момент инерции ротора и связанных с ним вращающихся масс; p — число пар полюсов; M_c — момент сопротивления, получим полную систему ДУ, описывающих переходные электро-механические процессы в АКД.

Для определения фазных напряжений, при включении АКД по схеме (рис.1), запишем уравнения Кирхгофа:

$$U + U_B - U_A - U_k = 0; \quad U + U_B - U_C = 0; \quad i_A = i_k, \quad (3)$$

так как для этой схемы $i_A + i_B + i_C = 0$, то отсюда следует, что нулевая последовательность отсутствует и $U_A + U_B + U_C = 0$.

Преобразование напряжений и токов из фазной системы координат в систему координат (α - β) осуществляется с помощью матрицы преобразования $|C_{\alpha\beta}|$:

$$|C_{\alpha\beta}| = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{pmatrix};$$

$$|I_{\alpha\beta}| = |C_{\alpha\beta}| |I_{ABC}|; \quad |U_{\alpha\beta}| = |C_{\alpha\beta}| |U_{ABC}|, \quad (4)$$

где $|U_{ABC}| = \text{colon}[U_a, U_b, U_c]$, $|I_{ABC}| = \text{colon}[i_a, i_b, i_c]$ — векторы столбцы фазных напряжений и токов статора.

Учитывая это, из уравнений (3) определяем U_A , U_B , U_C . Затем из совместного решения (3) и (4) находим:

$$U_{\alpha} = \frac{2}{3}U_A - \frac{1}{3}U_B - \frac{1}{3}U_C = \frac{U - 2U_k}{3}; \quad U_{\beta} = \frac{-U}{\sqrt{3}},$$

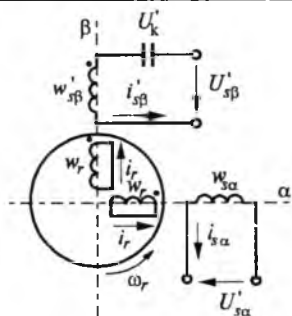


Рис.2. Базисная модель эквивалентного двухфазного АКД

где $U_k = \frac{1}{C_k} \int i_{s\alpha}$; $U = U_m \sin(\omega_1 t + \varphi_0)$ — напря-

жение сети; $U_m = U_c \sqrt{2}$ — амплитуда напряжения сети; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — угловая частота; f_1 — частота сети; φ_0 — начальная фаза напряжения.

Поскольку конденсаторной фазой обычно считают фазу β , для приведения данной модели в соответствие с описанной ниже моделью двухфазных конденсаторных двигателей поменяем индексы у напряжений и токов. Тогда

$$U_{s\alpha} = \frac{-U}{\sqrt{3}}; U_{s\beta} = \frac{U - 2U_k}{3} = \frac{U}{3} - \frac{2U_k}{3} = \frac{U}{3} - \frac{2}{3} \frac{1}{C_k} \int i_{s\beta}$$

и система ДУ (1) принимает вид:

$$\begin{pmatrix} U_{s\alpha}^* \\ U_{s\beta}^* \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{s\alpha} + DL_{s\alpha} & 0 \\ 0 & R_{s\beta} + DL_{s\beta} + \frac{1}{C_{\alpha\beta}D} \\ DM - M\omega_r & 0 \\ 0 & DM + M\omega_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} DM & 0 \\ 0 & DM \\ R_r + DL_r - \omega_r L_r & 0 \\ 0 & R_r + DL_r + \omega_r L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{pmatrix},$$

где $U_{s\alpha}^* = \frac{-U}{\sqrt{3}}$; $U_{s\beta}^* = \frac{U}{3}$; $C_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} C_k$; $\frac{1}{D} = \int (dt)$ —

символ интегрирования; $R_{s\alpha} = R_{s\beta} = R_1$; $L_{s\alpha} = L_{s\beta} = L_1$; $R_{ra} = R_{r\beta} = R_2$; $L_r = L_2$; $K = 1$ — параметры в координатах $(\alpha-\beta)$; C_k — фактическая емкость в схеме [2].

Математическая модель эквивалентной двухфазной машины в осях $(\alpha-\beta)$ приведена на (рис.2), где фазы статорных обмоток включены на разные напряжения, одно из которых зависит от коэффициента трансформации [3].

Примененный здесь подход при записи преобразованных напряжений по ортогональным осям позволил добиться результата, при котором емкость конденсатора в итоге фигурирует только в одном уравнении статорной цепи. Если же воспользоваться традиционным подходом при этих преобразованиях, мы получим емкость конденсатора в уравнениях обеих ортогональных осей

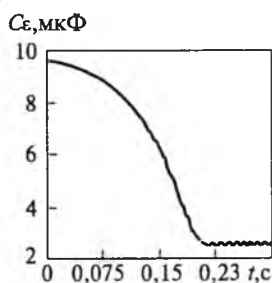


Рис.3. Зависимость регулируемой емкости конденсатора $C = C_\epsilon$ от времени

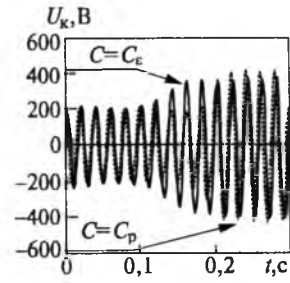


Рис.4. Зависимость напряжения на конденсаторе от времени при $C = C_p$ и $C = C_\epsilon$

статора АКД, что в свою очередь значительно затруднит дальнейшее использование всей математической модели.

На (рис.3—10) представлены процессы, происходящие в АКД типа 4AA56A4Y3 мощностью 120 Вт при пуске с регулируемой емкостью по функции $C_\epsilon = f(s)$, также дается сравнение с про-

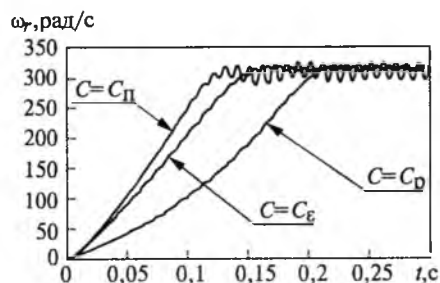


Рис.5. Зависимость частоты вращения от времени при $C = C_p$, $C = C_\pi$ и $C = C_\epsilon$

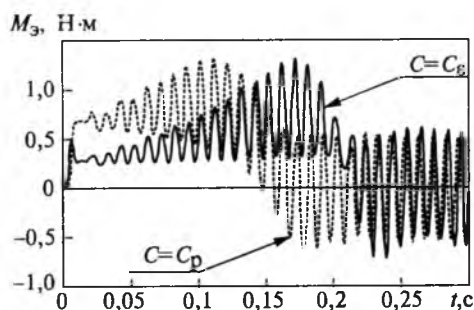


Рис.6. Зависимость электромагнитного момента от времени при $C = C_p$ и $C = C_\epsilon$

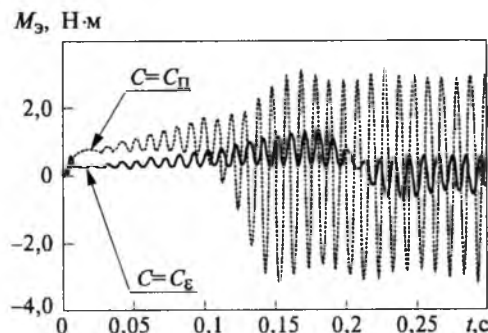
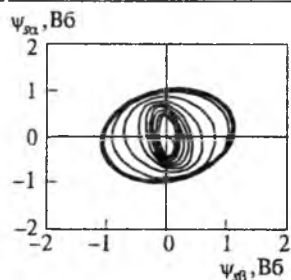
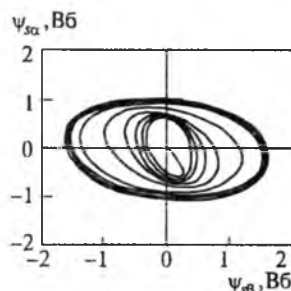
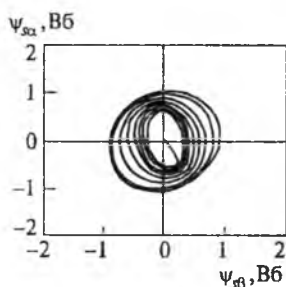


Рис.7. Зависимость электромагнитного момента от времени при $C = C_\pi$ и $C = C_\epsilon$


 Рис.8. Годограф вектора потокосцепления при $C = C_p$

 Рис.9. Годограф вектора потокосцепления при $C = C_n$

 Рис.10. Годограф вектора потокосцепления при $C = C_e$

цессами пуска при фиксированных значениях рабочей и пусковой емкостей, взятых из той же зависимости.

При расчете переходного процесса функции $C_e = f(s)$ аппроксимируется полиномом пятой степени и вводится в систему ДУ как функция, зависящая от угловой частоты вращения ротора [1].

Полином пятой степени имеет вид:

$$C_e(s) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4 + a_5 s^5,$$

где s — скольжение АКД, а коэффициенты полинома $a_0 = 2,6007$; $a_1 = 5,3362$; $a_2 = 25,4381$; $a_3 = -54,7204$; $a_4 = 44,1849$; $a_5 = -13,1772$.

Анализ кривых (рис.4—7) показывает, что регулирование емкости при пуске (рис.3) умень-

шает время разгона, снижает ударный момент, токи и напряжение на конденсаторе, значительно уменьшает пульсирующий момент, что можно выразить следующими соотношениями:

$$M_{уд}(C_e) \leq M_{уд}(C_n);$$

$$M_{пул}(C_e) = M_{пул}(C_p) = M_{пул}(C_n)/6; \quad U_{к}(C_e) < U_{к}(C_p).$$

Годографы вектора потокосцепления в осях $(\alpha-\beta)$ (рис.9,10) наглядно характеризуют степень эллиптичности магнитного поля в каждом из рассматриваемых случаев и показывают достоинства пуска АКД по $C_e = f(s)$.

Выводы

На основе разработанной авторами в предыдущих публикациях методики определения величин фазосдвигающих элементов на основе критерия минимума эллиптичности магнитного поля АКД произведено исследование процесса пуска АКД с регулированием емкости конденсатора по полученной зависимости, при этом отмечается снижение времени разгона АКД, а также уменьшение ударных токов, моментов и снижение величины пульсирующего момента.

Список литературы

1. Мощинский Ю.А., Петров А.П. Анализ схем включений трехфазных асинхронных двигателей при питании от однофазной сети//Электротехника. 1999. № 9.
2. Мощинский Ю.А., Петров А.П. Математические модели трехфазных асинхронных двигателей, включенных в однофазную сеть//Электричество. 2000. № 2.
3. Беспалов В.Я., Мощинский Ю.А., Петров А.П. Динамические показатели трехфазных асинхронных двигателей, включаемых в однофазную сеть//Электротехника. 2000. № 1.

Мощинский Юрий Анатольевич — доцент кафедры электромеханики МЭИ. Окончил 1965 г. электромеханический факультет МЭИ. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «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. В 2000 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Исследование асинхронных конденсаторных двигателей с трехфазными обмотками».

Асинхронизированный вентильный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока

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

Представлен асинхронизированный вентильный двигатель с поддержанием неизменного результирующего магнитного потока как вариант обобщенной электромеханической системы. Указанный вариант может полностью удовлетворить требования тяжелого пуска привода с максимально возможным пусковым моментом, сопровождающегося достаточно длительным режимом упора, а также минимизирующим токовую нагрузку двигателя.

АВД с поддержанием неизменного магнитного потока в воздушном зазоре машины $\Phi_\delta(\Psi_\delta) = \text{const}$ является аналогом двигателя постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением и в сущности представляет собой обобщенный ДПТ данного типа. Принцип действия обобщенного ДПТ обеспечивается определенными законами его управления во всех режимах работы:

- 1) поддержанием примерного постоянства угла сдвига фаз первых гармоник напряжения и тока $\varphi_1 = \text{const}$;
- 2) поддержанием постоянства частоты возбуждения $s_0 = \text{const}$;

3) превышением МДС обмотки возбуждения над МДС обмотки якоря;

4) регулированием частоты вращения АВД теми же способами, что и у ДПТ.

Структурная схема АВД с $\Phi_\delta(\Psi_\delta) = \text{const}$ приведена на рис.1. Она содержит, кроме собственно трехфазной асинхронной базовой машины, преобразователь частоты якоря АВД (ПЧ) с выходным инвертором тока (ИТ), управляемым от датчика фазы напряжения якоря, преобразователь частоты ротора с выходным автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИН с ШИМ), датчики потока и частоты возбуждения [1].

Исследование установившегося режима работы АВД с $\Phi_\delta(\Psi_\delta) = \text{const}$ проводится по первым гармоникам напряжений и токов в обмотках двигателя с неизменным насыщением его главной магнитной цепи и без учета изменения насыщения зубцовых зон статора и ротора.

В дальнейшем учитывается влияние несинусоидальности реальных токов обмоток на электромагнитный момент и энергетические показатели АВД.

Для получения аналитических выражений величин установившегося режима АВД используем систему векторных уравнений Парка—Горева в синхронных координатах якоря (отн.ед.) [3]:

$$U = (r + jv x_\sigma) I + jv \Psi_\delta; \quad (1)$$

$$U_r = (r_r + js_0 x_{r\sigma}) I_r + js_0 \Psi_\delta; \quad (2)$$

$$\Psi_\delta = x_{ar}(I + I_r) = x_{ar} I_0; \quad (3)$$

$$M = \text{Re}(j(\Psi_\delta I)), \quad (4)$$

где U , U_r — изображающие векторы напряжений обмоток якоря и возбуждения; I , I_r — изображающие векторы токов тех же обмоток; r , r_r — активные сопротивления обмоток; x_σ , $x_{r\sigma}$, x_{ar} — индуктивные сопротивления рассеяния и взаимной индукции обмоток; v , s_0 — относительные угловые частоты напряжений якоря и возбуждения.

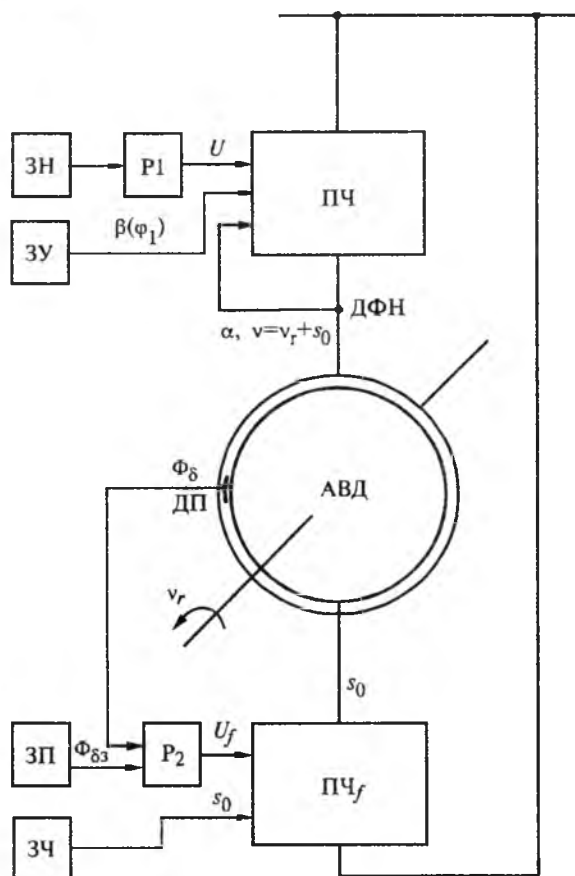


Рис.1. Структурная схема АВД с поддержанием $\Psi_\delta = \text{const}$

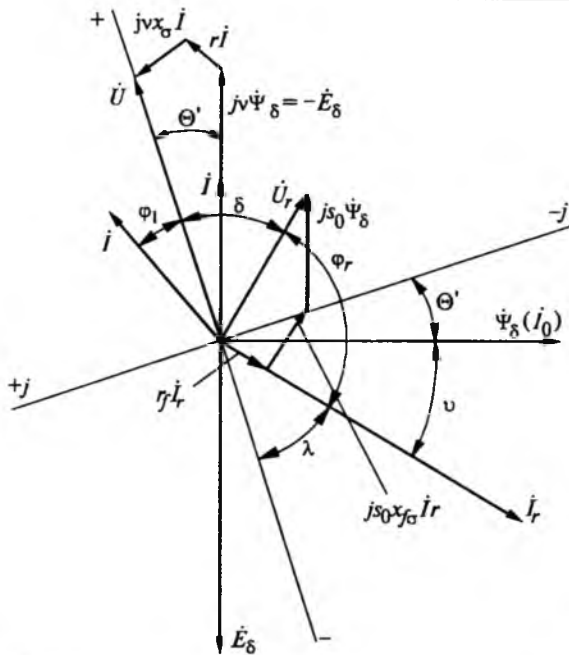


Рис.2. Векторная диаграмма АД при неизменном значении результирующего магнитного потока машины

Согласно векторной диаграммы напряжений и токов АД (рис.2).

$$U = (r + jv x_\sigma)(I \cos \varphi_1 + j I \sin \varphi_1) + jv(-\Psi_\delta \sin \Theta' - j \Psi_\delta \cos \Theta') \quad (5)$$

или

$$U = r I \cos \varphi_1 - v x_\sigma I \sin \varphi_1 + v \Psi_\delta \cos \Theta';$$

$$0 = r I \sin \varphi_1 + v x_\sigma I \cos \varphi_1 - v \Psi_\delta \sin \Theta';$$

$$\operatorname{tg} \Theta' = \frac{v \Psi_\delta \sin \Theta'}{v \Psi_\delta \cos \Theta'} = \frac{(r \sin \varphi_1 + v x_\sigma \cos \varphi_1) I}{U - (r \cos \varphi_1 - v x_\sigma \sin \varphi_1) I}.$$

Откуда ток обмотки якоря

$$I = \frac{U \sin \Theta'}{r \sin(\varphi_1 + \Theta') + v x_\sigma \cos(\varphi_1 + \Theta')} \quad (6)$$

или

$$I = \frac{U - v \Psi_\delta \cos \Theta'}{r \cos \varphi_1 - v x_\sigma \sin \varphi_1}; \quad (7)$$

$$I = \frac{v \Psi_\delta \sin \Theta'}{r \sin \varphi_1 + v x_\sigma \cos \varphi_1}. \quad (8)$$

На основании равенства выражений токов якоря (7) и (8) можно записать квадратное уравнение частоты напряжения якоря АД:

$$\Psi_\delta x_\sigma \cos(\varphi_1 + \Theta') v^2 - [-\Psi_\delta r \sin(\varphi_1 + \Theta') + U x_\sigma \cos \varphi_1] v - U r \sin \varphi_1 = 0. \quad (9)$$

Отсюда положительное значение частоты якоря АД

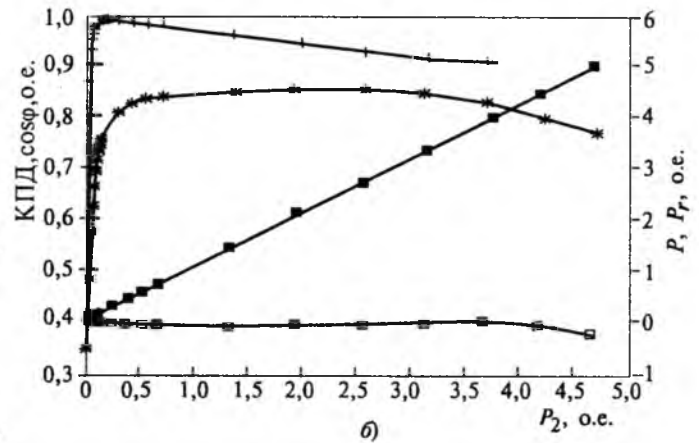
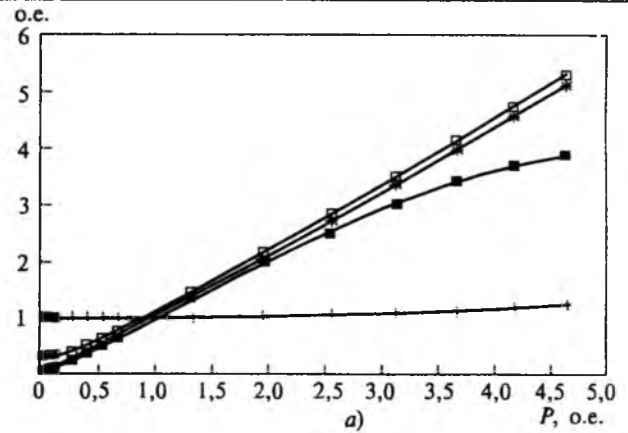


Рис.3. Рабочие характеристики АД с поддержанием $\Psi_\delta = \text{const}$:

а — \blacksquare M ; $+\text{---}$ Y ; $-\text{---}$ I ; \equiv I_r
б — \blacksquare P ; $+\text{---}$ КПД; $-\text{---}$ $\cos \varphi$; \equiv P_r

$$v = v_1 = \frac{-\Psi_\delta r \sin(\varphi_1 + \Theta') + U x_\sigma \cos \varphi_1}{2 \Psi_\delta x_\sigma \cos(\varphi_1 + \Theta')} + \frac{\sqrt{[-\Psi_\delta r \sin(\varphi_1 + \Theta') + U x_\sigma \cos \varphi_1]^2 + 4 \Psi_\delta U r x_\sigma \sin \varphi_1 \cos(\varphi_1 + \Theta')}}{2 \Psi_\delta x_\sigma \cos(\varphi_1 + \Theta')} \quad (10)$$

При допущении $r \approx 0$

$$v = \frac{U \cos \varphi_1}{\Psi_\delta \cos(\varphi_1 + \Theta')}. \quad (10)$$

Механическая частота вращения ротора

$$v_r = v - s_0, \quad (11)$$

где $s_0 = \text{const}$ во всех режимах двигателя.

Из (3) ток возбуждения АД равен

$$I_r = \frac{\Psi_\delta - x_{ar} I}{x_{ar}}.$$

Из векторной диаграммы (рис.2)

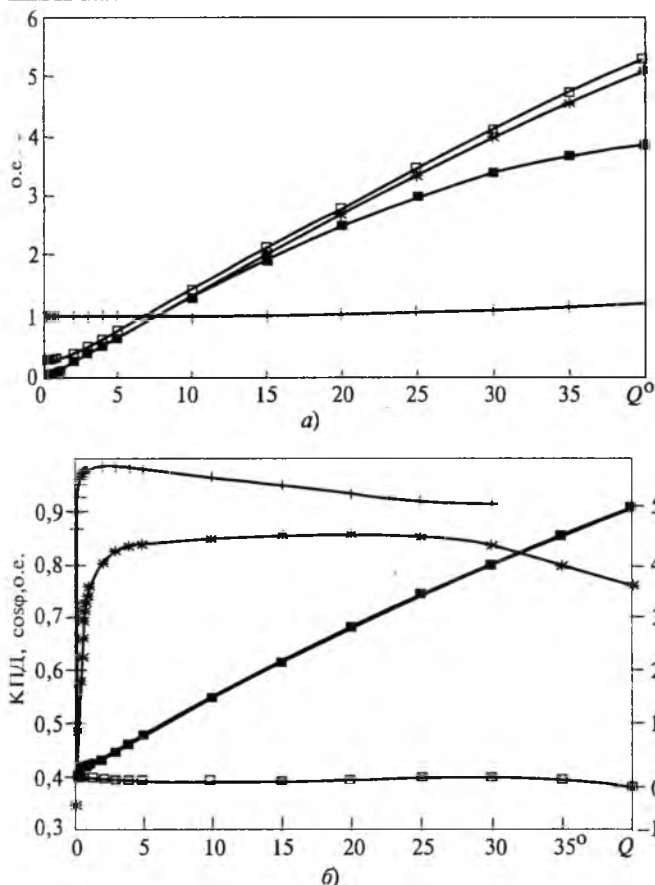


Рис.4. Рабочие характеристики АД с поддержанием $\Psi_{\delta} = \text{const}$:

а — \blacksquare — M ; $+$ — I_r ; $*$ — I ; \times — I_r ;
б — \blacksquare — P ; $+$ — $KПД$; $*$ — $\cos \varphi$; \times — P_r

$$-I_r \cos \lambda - jI_r \sin \lambda = \frac{-\Psi_{\delta} \sin \Theta' - x_{ar} I \cos \varphi_1}{x_{ar}} - j \frac{\Psi_{\delta} \cos \Theta' + x_{ar} I \sin \varphi_1}{x_{ar}},$$

Откуда модуль тока возбуждения в двух вариантах:

$$I_r = \frac{\Psi_{\delta} \sin \Theta' + x_{ar} I \cos \varphi_1}{x_{ar} \cos \lambda}; \quad (12)$$

$$I_r = \frac{\Psi_{\delta} \cos \Theta' + x_{ar} I \sin \varphi_1}{x_{ar} \sin \lambda}. \quad (13)$$

Фазовый угол тока возбуждения

$$\text{tg } \lambda = \frac{\Psi_{\delta} \cos \Theta' + x_{ar} I \sin \varphi_1}{\Psi_{\delta} \sin \Theta' + x_{ar} I \cos \varphi_1}. \quad (14)$$

Напряжение возбуждения (2) в тригонометрической форме записи:

$$U_r \cos \delta - jU_r \sin \delta = (-r_r \cos \lambda + s_0 x_{r\sigma} \sin \lambda) I_r + s_0 \Psi_{\delta} \cos \Theta' - j[(r_r \sin \lambda + s_0 x_{r\sigma} \cos \lambda) I_r - s_0 \Psi_{\delta} \sin \Theta']. \quad (15)$$

Из этого уравнения следует два варианта мо-

дуля напряжения возбуждения:

$$U_r = \frac{(-r_r \cos \lambda + s_0 x_{r\sigma} \sin \lambda) I_r + s_0 \Psi_{\delta} \cos \Theta'}{\cos \delta}; \quad (16)$$

$$U_r = \frac{(r_r \sin \lambda + s_0 x_{r\sigma} \cos \lambda) I_r + s_0 \Psi_{\delta} \sin \Theta'}{\sin \delta}. \quad (17)$$

Фазовый угол напряжения возбуждения:

$$\text{tg } \delta = \frac{(r_r \sin \lambda + s_0 x_{r\sigma} \cos \lambda) I_r + s_0 \Psi_{\delta} \sin \Theta'}{(-r_r \cos \lambda + s_0 x_{r\sigma} \sin \lambda) I_r - s_0 \Psi_{\delta} \cos \Theta'}. \quad (18)$$

В соответствии с векторной диаграммой (рис.2) фазовый угол сдвига напряжения и тока возбуждения

$$\varphi_r = \pi - (\delta + \lambda).$$

Электромагнитный вращающий момент АД

$$M_{\text{эм}} = \text{Re } j(-\Psi_{\delta} \sin \Theta' - j\Psi_{\delta} \cos \Theta')(I \cos \varphi_1 - jI \sin \varphi_1)$$

или

$$M_{\text{эм}} = \Psi_{\delta} I \cos(\varphi_1 + \Theta'). \quad (19)$$

Подставим (6) в (16), тогда

$$M_{\text{эм}} = \frac{U \Psi_{\delta} \sin \Theta'}{r \text{tg}(\varphi_1 + \Theta') + v x_{\sigma}}. \quad (20)$$

При $\varphi_1 = 0$, $\Theta' = \pi/2$ и допущении $r_l \approx 0$

$$M_{\text{эм max}} = \frac{U \Psi_{\delta}}{v x_{\sigma}}. \quad (21)$$

Следовательно, электромагнитная мощность АД в общем случае

$$P_{\text{эм}} = v M_{\text{эм}} = \frac{v U \Psi_{\delta} \sin \Theta'}{r \text{tg}(\varphi_1 + \Theta') + v x_{\sigma}}. \quad (22)$$

Механическая мощность на валу АД

$$P_2 = v_r M_{\text{эм}} = (v - s_0) \frac{U \Psi_{\delta} \sin \Theta'}{r \text{tg}(\varphi_1 + \Theta') + v x_{\sigma}}. \quad (23)$$

Активные мощности, потребляемые АД со стороны обмоток якоря и возбуждения, соответственно равны:

$$P = UI \cos \varphi_1; \quad (24)$$

$$P_r = U_r I_r \cos \varphi_r. \quad (25)$$

Суммарные КПД и $\cos \varphi_{\Sigma}$ в свою очередь равны:

$$\eta_{\Sigma} = \frac{P_2}{P \pm P_r}; \quad (26)$$

$$\cos \varphi_{\Sigma} = \frac{P \pm P_r}{S + S_r}. \quad (27)$$

При встречном вращении ротора и магнитного поля АД ($s_0 < 0$) $\cos \varphi_{\Sigma} \approx 1$, так как в этом режиме АД потребляет активную мощность как со стороны якоря, так и ротора.

Согласно выражений (6), (11), (12), (20), (24) — (27) на рис.3 и 4 приведены рабочие и угловые характеристики АД, реализованного на базе асинхронного двигателя 4АНК355М8У3. Из рис.3,а и 4,а следует, что с ростом нагрузки на

валу АД частота вращения изменяется мало, аналогично двигателю постоянного тока с независимым возбуждением. Токи якоря и ротора увеличиваются линейно, а электромагнитный момент $M_{эм} = f(P_2)$ и $M_{эм} = f(\Theta')$ пропорциональны по криволинейной зависимости, причем при $P_2 = 1$ ($M_{эм} = 1$) значения указанных величин соответственно равны $I = 1$; $I_r = 1,079$.

Перегрузочная способность АД по моменту достигается $K_M = 3,8$ при кратности тока якоря и ротора соответственно 5,2 и 5,3 (рис.3,а,б и 4,а,б).

Особенностью АД является тот факт, что активная мощность ротора P_r при больших нагрузках двигателя меняет свой знак, что свидетельствует о рекуперации электрической энергии ротором в питающую сеть.

Нормальный режим АД имеет место при угле нагрузки $\Theta_n = 7,28^\circ$ с суммарными $\eta_{н\Sigma} = 97,3\%$ и $\cos\varphi_{н\Sigma} = 0,845$. У базового двигателя 4АНК355М8 $\eta_n = 92,5\%$ и $\cos\varphi_n = 0,86$.

Выводы

1. АД с $\Psi_\delta = \text{const}$ имеет жесткие скоростные и механические характеристики, аналогичные соответствующим характеристикам ДПТ.

2. АД с $\Psi_\delta = \text{const}$ обладает высокими энергетическими характеристиками, которые могут быть повышены при больших скоростях переходом на отрицательную частоту возбуждения ($s_0 < 0$).

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. Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Асинхронизированные вентильные двигатели. Саранск: Изд-во Мордовского университета, 1988.
3. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоиздат, 1984.

Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>
<gopher://gopher.ripn.net/>
<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу im@ripn.net

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал "Электротехника" предоставляет свои страницы для:

- **РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ** отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- **ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ** о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- **ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ**, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английских языках. Реламма в черно-белом или цветном изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 123242, Москва, Зоологическая ул. д. 11, комн. 213.

Телефон для справок: 254-11-52

Лев Поликарпович Петров

На 89-м году жизни от нас ушел известный ученый — старейшина отечественного электропривода, доктор технических наук, профессор, ветеран Одесского политехнического университета Лев Поликарпович Петров.

Л.П.Петров родился 31 декабря 1911 года в Одессе. Его трудовая деятельность началась в 1927 г. В 1937 г. он закончил Одесский индустриальный вечерний рабочий институт (ныне — Одесский политехнический университет), в котором работал в течение шести десятилетий с 1938 года, исключая 3 года оккупации города.

Широко известна научной общественности деятельность Л.П.Петрова в области управления динамическими режимами асинхронных электроприводов. По этому направлению им написано и опубликовано свыше 200 научных работ, из них 13 монографий, получено 28 авторских свидетельств и патентов. Лев Поликарпович был научным



руководителем созданной им в 1974 г. при ОПИ отраслевой научно-исследовательской лаборатории комплектных тиристорных устройств. Он подготовил 17 кандидатов технических наук, являлся консультантом 4 докторов технических наук.

В течение многих лет он являлся активным членом научно-методической комиссии при Министерстве образования СССР по специальности “Электропривод”. 18 лет он был ответственным редактором межве-

домственного республиканского научно-технического сборника “Электромашиностроение и электрооборудование”.

За 60 лет преподавания в Одесском политехническом институте (университете) он подготовил многие сотни инженеров-электриков и электромехаников. Лев Поликарпович был образцом преподавателя, наставником молодежи, он прививал ей самое главное — любовь к профессии электроприводчика, умение мыслить, желание и умение постоянно самостоятельно учиться.

Л.П.Петров был чутким к неправде человеком, деловым советчиком по различным вопросам, остроумным собеседником.

Жаль, что нет с нами такого человека, но его замыслы, полезные начинания продолжают многочисленные ученики и соратники. Мы будем всегда его помнить.

Коллеги, ученики.

Журнал “Электротехника” переводится на английский язык и выходит в США в издательстве “ALLERTON PRESS, INC” в полном объеме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: 203-35-33.

ВЛАДИМИР ИВАНОВИЧ КЛЮЧЕВ

(к 75-летию со дня рождения)

Заслуженный деятель науки и техники РФ, почетный член Российской Академии электротехнических наук, доктор технических наук, профессор Владимир Иванович Ключев родился в г. Армавире 16 августа 1925 г.

Пройдя дорогами Великой Отечественной войны до Победы, он, окончив 10-й класс, в 1946 г. поступил учиться в Московский энергетический институт. После окончания МЭИ в 1952 г. он был оставлен в аспирантуре и потом для работы на кафедре электрооборудования промышленных предприятий (ныне кафедра автоматизированного электропривода), где и работает по настоящее время.

В.И.Ключев последовательно занимал должности ассистента, доцента, профессора. В 1955 г. он защитил кандидатскую диссертацию по проблеме несимметричных режимов асинхронного электропривода. В 1970 г. В.И.Ключев защитил докторскую диссертацию по проблеме ограничения динамических нагрузок экскаваторного электропривода.

Владимир Иванович многое сделал для формирования школы электроприводчиков. Он



длительное время был председателем методической комиссии Минвуза СССР по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок", поставил курс "Теория электропривода", который является базовым при подготовке бакалавров, магистров и специалистов в области автоматизированного электропривода. В.И.Ключев — автор фундаментального учебного пособия по теории электропривода, являющегося настольной книгой студентов, аспирантов, научных сотрудников, инженерных работников и всех специалистов, занимающихся разработкой, наладкой и эксплуатацией элект-

роприводов, а также 150 научных трудов, в том числе 6 книг и монографий, имеет 30 авторских свидетельств и патентов.

Вот уже почти полвека Владимир Иванович занимается совершенствованием экскаваторных электроприводов. Он является крупнейшим специалистом в этой области в стране. Один из главных итогов его деятельности — создание научной школы по электроприводу экскаваторов. Им подготовлено 2 доктора наук, 30 кандидатов наук. Его ученики являются видными учеными и руководящими работниками науки и промышленности.

Владимир Иванович снискал глубокое уважение за трудолюбие, увлеченность, профессионализм, компетентность.

Владимир Иванович Ключев встречает свой юбилей полный энтузиазма, неиссякаемой энергии и творческих замыслов.

Друзья, ученики и коллеги по работе желают Владимиру Ивановичу доброго здоровья, душевного спокойствия, крепости духа, счастья, творческих успехов.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 22.05.2000. Подписано в печать 17.07.2000. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 59

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

Представляем новый журнал

Среди российских “электрических” и “энергетических” журналов с начала этого года появилось новое издание — **научно-популярный журнал “Электричество и Жизнь”**. Учредитель и издатель журнала — издательство “Знак, которое выпускает такие известные в электротехническом мире журналы, как “Электричество”, “Электротехника” и “Светотехника”. И вот теперь — новое издание, призванное стимулировать интерес прежде всего молодежи не только к проблемам электротехники и энергетики, но и к науке в целом.

Журнал выходит 1 раз в два месяца и сейчас вышли уже три номера.

Первый номер открывается напутствием главного редактора журнала “Электричество” проф. В.А. Строева, в котором рождение нового журнала расценивается как “выдающееся событие”, и выражается надежда, что “правнук” журнала “Электричество” будет достойно продолжать и развивать его традиции.

В обращении к читателям журнала редакция очерчивает круг проблем, о которых в доступной и интересной форме собирается рассказывать на страницах журнала — здесь и теоретические вопросы электротехники и энергетики, вопросы экономики и экологии энергетики, альтернативные источники энергии и т.д. Большое внимание будет уделено истории великих открытий в области электрофизики и электротехники, биографиям известных российских и зарубежных ученых.

Разнообразный материал первых трех номеров распределен по следующим основным рубрикам.

“Мир энергетики”. Эта рубрика посвящена общим вопросам развития энергетики, анализу ее состояния и перспектив развития. В первом номере под этой рубрикой опубликована статья З.Н.Зуева “Энергетики мир многоликий” о взаимосвязи технического, экономического, экологического и политического аспектов развития энергетики. Во втором номере — статья В.В.Кушина “21 век — начало эры гравитационно-тепловой энергетики” — о возможности использования в “мирных целях” неожиданного источника — энергии движения больших воздушных масс, в частности, смерчей; в третьем номере — статья И.И. Карташева “Хорошая электроэнергия нужна всем” — о показателях качества электроэнергии и проблемах его обеспечения.

Привлекает внимание и следующая рубрика — **“Открытие или ...?”**. В ней журнал предоставляет свободную трибуну тем, чьи идеи и гипотезы вызывают по меньшей мере споры и противоречивые оценки. Здесь прежде всего следует отметить интереснейшую статью И.П.Копылова “Крутится, вертится шар голубой” (№1), где автор выдвигает гипотезу о том, что Земля представляет собой электромеханическую систему и даже вводит новое понятие: “геоэлектромеханика”. С этих позиций объясняются многие глобальные явления, в том числе изменения климата, Загадка шаровой молнии остается нерешенной до сих пор. А. И. Никитин в серии статей (№ 1-3) пытается по-новому подойти к ее решению. Любой школьник знает, что для электропередачи нужны два провода. А вот в статье С.В.Авраменко утверждается, что хватит и одного.

В рубрике **“Жизнь замечательных идей”** наверняка привлечет внимание статья А.И.Лурье “Ода ... трансформатору” (№1) — оказывается обыкновенный трансформатор таит в себе множество необыкновенных тайн и загадок.

Хотелось бы особо остановиться на рубрике **“Корифеи науки”**. История науки неотделима от истории ее создателей, и часто биография ученого это и есть история развития научной мысли. Постоянная ведущая этой рубрики М.В.Околотина посвятила первые статьи ученым, чей вклад в науку об электричестве на долгие годы определил развитие электротехники: М.В.Ломоносов, В.В.Петров, Ампер.

И, наконец, журнал предлагает еще две постоянные рубрики:

«Кунсткамера Вадима Кончаловского» — собрание занимательных историй о малоизвестных фактах и явлениях, а также задачи с нестандартными решениями;

«Подготовительные курсы», адресованные старшеклассникам и абитуриентам вузов. Эта рубрика, которую ведут опытные преподаватели Московского энергетического института (Технического университета) содержит разделы «Математика» и «Физика». Материалы этой рубрики будут особенно полезны школьникам небольших городов и сел, лишенных возможностей центральных городов.

Конечно, не все материалы первых трех номеров равнозначны по своему уровню. Есть и тяжеловатые, довольно трудные для понимания той аудитории, на которую ориентирован журнал. Что ж, лиха беда начало. Мы же хотим пожелать новому изданию успехов на его длинной и нелегкой дороге к читателю.

Подписка на журнал принимается во всех отделениях связи с любого номера. Его индекс 87252 по Каталогу Госкомитета РФ по печати «Подписка 2001». Приобрести журнал можно также непосредственно в редакции.

Адрес: 103012 Москва, Большой Черкасский пер, 2/10

Тел.: (095) 924-2480; 362-7020

Факс:(095)3 315 0698 E-mail; znack@mail.sitek.net

Бологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

ЗАО «Бобровский изоляционный завод»

Индекс
71111

ЗАО «БИЗ» в результате успешной работы на протяжении более чем пяти десятков лет вошел в число трех производителей России электроизоляционных материалов и изделий.

58 лет на рынке электроизоляционных материалов

В связи с этим у нас сложились тесные деловые отношения с предприятиями отраслей:

- энергетики
- электротехники
- металлургии
- радиотехники и приборостроения
- автомобилестроения и машиностроения
- газо-, нефте-, угледобывающей -перерабатывающей
- строительной промышленности
- железной дороги

- ЗАО «БИЗ» предлагает широкий спектр изоляционных материалов
- В творческом портфеле завода много интересных разработок, способствующих расширению и обновлению производимой продукции
- Мы открыты для сотрудничества, касается ли это поставки продукции или разработки продукта, необходимого для потребителя
- Профессионализм трудового коллектива (сплав рабочих и инженеров завода, науки и техники) - это хороший выбор.

Номенклатура выпускаемой продукции завода:

№	Наименование материала	Толщина, мм	Цена без НДС, руб/кг
Слоистые пластики			
1.	Гетинакс электротех. лист. ГОСТ 2718-74	0,4 - 1,0 1,1 - 4,5 5,0 - 50,0	44,00 41,00 37,00
2.	Текстолит электротех. лист. м. А м. Б ГОСТ 2910-74	0,5 - 1,0 1,2 - 50,0	100,00 90,00
3.	Стеклотекстолит элект. лист. м. СТЭФ ГОСТ 12652-74 м. СТЭФ-1 ГОСТ 12652-74	1,5 - 50,0 0,3 - 1,5	100,00 120,00
Фольгированные диэлектрики			
4.	Стеклотекстолит фольгир. м. СФ ГОСТ 10316-78		
	СФ-1-35Г	0,8 - 1,0	125,00
	СФ-1-35Г	1,5 - 2,0	123,00
	СФ-2-35Г	0,8 - 1,0	150,00
	СФ-2-35Г	1,5 - 2,0	130,00
Миканиты			
5.	Миканит гибкий м. ГМС, ГФС, ГФК	ГОСТ 6120-75	550,0
6.	Миканит формовочный м. ФМГ, ФМГА, ФФГ, ФФГА	ГОСТ 6122-75	560,0
7.	Миканит прокладочный м. ПМГ, ПФГ, ПСГ	ГОСТ 6121-75	450,0
8.	Стекломиканит м. ГФС-Т, ГФС-ТТ, ГФК-Т, ГФК-ТТ, ГФЭ-ТТ	ГОСТ 8727-78	450,0
9.	Микалента м. ЛМЧ-ББ, ЛФЧ-ББ	ГОСТ 4268-75	400,00
10.	Стекломикалента м. ЛМК-ТТ, ЛФК-ТТ, ЛФС-ТТ	ГОСТ 4268-75	450,00
Пленкосодержащие материалы			
11.	Пленкоасбокартон листовой ТУ 16-503.044-77	0,3 0,35	71,30 81,00
12.	Изофлекс-151п ТУ 16-96 ИО5.0245.003	0,15 - 0,2	140,00
Материалы пропитанные			
13.	Стеклоткань пропит. ПС-ИФ, ПС-ИФ/ЭП ТУ 16-503.036-75		80,00
14.	Лакоткань ЛСМ(Б)-105/120 ТУ 16-95 ИО5.0003.006	0,12 - 0,2	24,20 за м ²
15.	Лакоткань ЛСК-155/180 ТУ 16-96 ИО5.0003.005	0,1 - 0,2	39,00 за м ²

№	Наименование материала	Толщина, мм	Цена без НДС, руб/кг
16.	Изоляторы полимерные ТУ 16-90 ИМЖТ 686.113.015		80,00 - 185,00 (за шт.)
17.	Стеклопластик профильный м. СПП-ЭИ-Т (СПП-ЭА) ТУ 16-90 ИО5.01.31.001 м. СПП-ЭУ ТУ 16-503.180-78	12,0 - 36,0	98,00 104,00
18.	Стержни текстолит. круглые ГОСТ 5385-74	8,0 - 13,0 18,0 - 40,0 50,0 - 60,0	180,00 123,00 103,00
19.	Трубки бумажно-бакелитовые ГОСТ 8726-88	12,0 - 100,00 105 - 1200	135,00 74,00
20.	Трубы стеклоэпоксидные электрохимстойкие (ТСПО, ТСПМ) ТУ 16-503.140-79	90,0 - 295,0	114,00 - 144,00
21.	Трубы стеклопластиковые фильтровальные электро- химстойкие ТУ 16-503.268-86		1815,0-3751,00 (за шт.)
Электроизоляционные лаки и эмали			
22.	Лак ГФ-95 ГОСТ 8018-70		21,50
23.	Лак ГФ-985 ТУ 16-504.012-77		28,00
24.	Лак МЛ-92 "Н" ТУ 16-97 ИО5.0235.001		22,50
25.	Эмаль электроизоляционная ТУ 16-95 ИО5.0211.008 м. ГФ-(Б)-92ХС м. ГФ-(Б)-92ХК		32,00 40,00
26.	Лак бакелитовый м. ЛБС СТП ИО5-02-91		14,60
27.	Лак фенолформальдегидн. м. ФЛ-1 ТУ 16-90 ИО5.0212.005		19,70-24,70
28.	Лак битумный м. БТ-350 ТУ 16-96 ИО5.0202.001		13,50
29.	Лак паркетный м. ПФ-283 ГОСТ 5470-75		19,00

По вопросам поставок и предложения сотрудничества обращаться:
тел. - (34-374) 3-16-40, 4-31-79, 4-31-28, 3-16-44; (3432) 56-33-94
Адрес: 624011, Свердловская обл., Сысертский р-н, п. Бобровский
Телетайп: 221401 «ГУДОК»

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru