



С наступающим Новым годом!



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

№ 12 ДЕКАБРЬ 1999

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

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

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

Носков А.Л.	Стратегия российского электровозостроения	1
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ		
Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф.	Оптимизация проектирования тихоходного вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса	6
Рогозин Г.Г., Ларин А.М., Ларина И.И.	Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура ротора турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания	14
Беспалов В.Я., Попов В.В.	Послеаварийное восстановление магнитопроводов синхронных генераторов	17
Болюх В.Ф.	Влияние криогенного охлаждения на работу индукционно-динамического двигателя с двойным якорем	21
Шевченко А.Ф.	Математическая модель многополюсных синхронных машин с зубцовыми обмотками с амплитудно-модулированным полем	28
ТРАНСФОРМАТОРЫ		
Тиристорно-механическая система регулирования		
Зборовский И.А.	Процессы коммутации тиристорных ключей при пуске трансформатора	35
Долгополов А.Г.	Релейная защита управляемого шунтирующего реактора 110 кВ, 25 МВ·А	40
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ		
Долгих В.В., Кириевский Е.В.	Контроль скоростных характеристик высоковольтных выключателей емкостным методом	45
Коняев А.Ю., Назаров С.Л.	Анализ характеристик электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем методом конечных элементов	50
КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА		
Крыжановский В.О.	Более точное определение минимальной наработки кабельного изделия с изоляцией из ПВХ пластика	54
Ладыгин А.Е.	Акционерной электротехнической компании «Динамо» 100 лет	59
Перечень статей, опубликованных в журнале «Электротехника»		
в 1999 году		60
Рауф Исмаилович Мустафаев		65

Стратегия российского электровозостроения

НОСКОВ А.Л., генеральный директор ОАО «НПО «НЭВЗ»

Изложены результаты работы новочеркасских электровозостроителей в условиях рыночной экономии и даны планы на перспективу. Сформулированы требования к предприятиям, разрабатывающим и выпускающим комплектующие изделия.

Глубокий кризис в экономике страны потребовал изменения стратегии эксплуатации и развития железнодорожного транспорта. Если раньше главной целью деятельности технических служб и служб, организующих и осуществляющих грузовые и пассажирские железнодорожные перевозки, было достижение максимальной пропускной способности действующих железнодорожных линий, то сегодня такой целью является минимизация эксплуатационных расходов [1].

В соответствии с этим изменились требования к техническим средствам, обеспечивающим перевозочный процесс. Это в свою очередь потребовало изменения стратегии предприятий и организаций, разрабатывающих и производящих железнодорожный подвижной состав, в том числе электровозы.

Электровозостроительные заводы Советского Союза ориентировались на выпуск больших партий грузовых электровозов мощностью 6—10 тыс.кВт. В соответствии с этим в течение 25—30 предкризисных лет промышленностью страны создавались и выпускались восьми- и двенадцатиосные электровозы переменного и постоянного тока: ВЛ80С, ВЛ80СМ, ВЛ80Р, ВЛ85, ВЛ10, ВЛ10М, ВЛ11, ВЛ15, имеющие высокий коэффициент унификации по электрическому и механическому оборудованию [2].

В новых условиях возникла потребность в небольших партиях пассажирских и универсальных электровозов мощностью 4—7 тыс.кВт с различными эксплуатационными характеристиками [3].

Отсутствие у НЭВЗ и Всероссийского научно-исследовательского и проектно-конструкторского института электровозостроения (ВЭлНИИ) соответствующих заделов и неподготовленная для выполнения таких задач производственная структура создали определенные трудности.

В настоящее время многие из этих трудностей преодолены, и мы готовы обеспечить магистральные железные дороги страны такими электровозами, которые позволят решать новые задачи.

Стратегия НЭВЗ в новых условиях разработана на основе следующих положений:

1. Перспективный подвижной состав должен иметь бесколлекторный тяговый привод, создание которого требует больших затрат времени и средств как для разработки и освоения производства, так и для подготовки эксплуатационно-ремонтной базы и обслуживающего персонала для работы с новым подвижным составом.

2. Для обеспечения сегодняшних нужд эксплуатации должен быть освоен выпуск универсальных и пассажирских электровозов с традиционным для отечественного электровозостроения типом привода.

3. Сокращение сроков создания принципиально новых типов электроподвижного состава может быть достигнуто за счет использования опыта предприятий России и передовых зарубежных фирм.

4. Серийное производство нового электроподвижного состава должно осуществляться с использованием материалов и комплектующих изделий, выпускаемых российскими предприятиями или выпуск которых может быть освоен в России в ближайшее время.

5. Эксплуатационные параметры выпускаемых тяговых единиц (номинальная и максимальная скорости, тип силовой передачи и системы вспомогательных машин, уровень автоматизации системы управления и др.) должны, по желанию заказчика, варьироваться в зависимости от конкретных условий эксплуатации, подготовленности обслуживающего персонала к работе со сложной техникой, оснащенности депо средствами контроля и ремонта и т.д.

6. Производство должно быть готово к выпуску одновременно небольших партий электроподвижного состава различных типов, в том числе для шахт, открытых горных разработок и других потребителей.

Первым шагом по выбранному пути стало создание в короткий срок универсального шестиосного электровоза переменного тока типа ВЛ65 (рис.1) с максимальной скоростью 120 км/ч (таблица). На электровозе применен привод с коллекторными тяговыми двигателями пульсирующего тока типа НБ-514 и плавным тиристорным регулированием напряжения. На электровозе применены рекуперативное торможение и автоматическая система управления, выполненная на дискретных электронных элементах и микросхемах. Трансформатор электровоза имеет обмотку отопления вагонов пассажирского поезда мощностью 1200 кВт.

Сегодня более 40 таких электровозов успешно работают в депо Иркутск Восточно-Сибирской железной дороги и Белогорск Забайкальской железной дороги. На основе опыта эксплуатации разработан ряд технических решений, позволяющих дополнительно повысить их эффективность за счет снижения энергозатрат на тягу и повышения надежности отдельных узлов.

Завод готов внедрить эти новшества, если же-

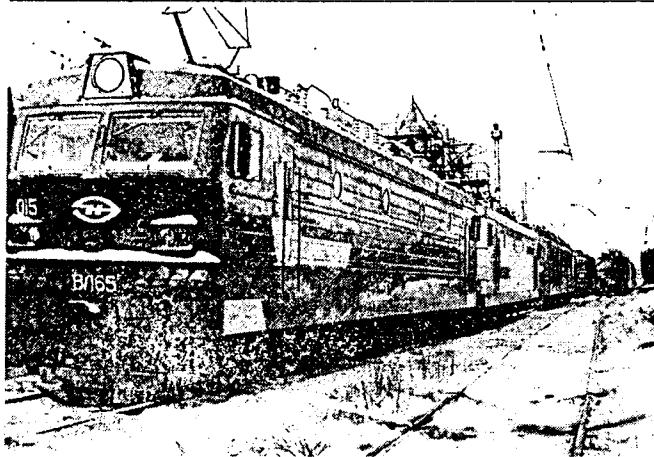


Рис.1. Электровоз ВЛ65

лезные дороги будут и впредь заказывать электровозы этого типа.

Следующий шаг — универсальный шестиосный электровоз переменного тока типа ЭП1 с максимальной скоростью 140 км/ч. Принципиальное отличие нового электровоза от ВЛ65 — опорно-рамное подвешивание тягового двигателя, микропроцессорная система автоматического управления, регулирование скорости вращения вентиляторов, охлаждающих силовое оборудование, в зависимости от условий работы и его нагрузки (рис.2) [4], применение системы обеспечения безопасности АСУБ «Локомотив». Для передачи момента от тягового двигателя к колесной паре применена силовая передача второго класса, т.е. опирающаяся на ось колесной пары.

Благодаря опорно-рамному подвешиванию тяговых двигателей при эксплуатации электровоза ЭП1 со скоростями, близкими конструкционной, снижаются, по сравнению с ВЛ65, динамические нагрузки на путевую структуру. Регулируемый привод вентиляторов на 8—10% уменьшает энергозатраты на тягу.

Двухуровневая микропроцессорная система управления выполняет следующие функции: регулирование токов тяговых двигателей в режимах тяги и рекуперативного торможения путем фазового управления выпрямительно-инверторным преобразователем; выравнивание токов тяговых двигателей; поддержание заданной машинистом скорости движения; ограничение скорости нарастания тока тяговых двигателей; защиту электровоза от боксования и юза.

Система АСУБ «Локомотив» осуществляет автоматическое управление служебным торможением с контролем скорости и автоматическим ее снижением, в случае необходимости, до установленного значения, прием сигналов автоматической системы путевой сигнализации, остановку локомотива перед светофором с запрещающим сигналом, автоматическое введение экстренного торможения в случае, когда служебное торможение не обеспечивает требуемой интенсивности торможения, периодический контроль бди-

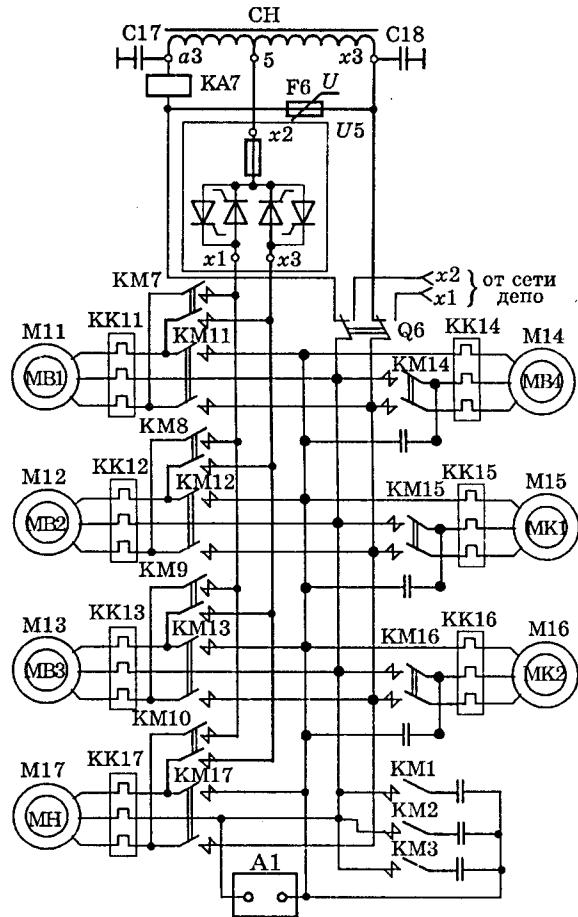


Рис.2. Схема включения вспомогательных машин на электровозе ЭП1:

CH — обмотка собственных нужд силового трансформатора; MB1—MB4 — двигатели вентиляторов; MH — двигатель масляного насоса силового трансформатора; MK1, MK2 — двигатели компрессоров; A1 — реле напряжения; KA7 — реле тока; KK11—KK17 — реле тепловые; U5 — преобразователь частоты и числа фаз

тельности машиниста и ряд других функций.

Опытные электровозы ЭП1 проводят испытания и эксплуатационную проверку. И ЭП1, и ВЛ65 созданы с использованием только отечественных изделий.

Первым серийным электровозом с трехфазными асинхронными тяговыми двигателями будет электровоз ЭП10. Это шестиосный электровоз двойного питания. Он станет базовой моделью для перспективных электровозов переменного и постоянного тока с асинхронными тяговыми двигателями. Хотя максимальная скорость электровоза 160 км/ч, он может быть эффективно использован и как грузовой: специфические характеристики электропривода открывают такую возможность. Для электровоза ЭП10 разработаны оригинальная система связи кузова с тележкой, трехфазный асинхронный тяговый двигатель с опорно-рамным подвешиванием мощностью 1200 кВт (рис.3), силовая передача второго класса и ряд других узлов.

Для сокращения сроков создания электровозов нового поколения с асинхронным приводом

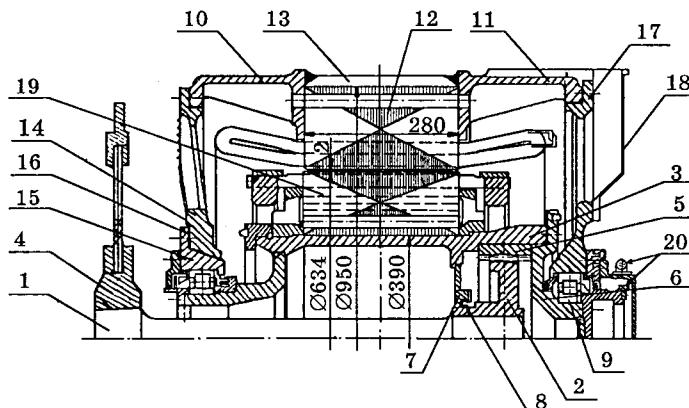


Рис.3. Продольный разрез асинхронного тягового двигателя НТА 1200 электровоза ЭП10:

1 — торсионный вал; 2 — внутренний венец зубчатой муфты; 3 — втулка ротора; 4 — резинокордовая муфта; 5 — наружный венец зубчатой муфты; 6 — радиально-упорный роликовый подшипник; 7 — сердечник статора; 8,9 — подшипниковые щиты; 10 — ротор; 11 — датчик частоты вращения

использован опыт передовых электротехнических фирм Западной Европы. Для этого создан международный консорциум, в который вошли ОАО «НПО «НЭВЗ», ОАО «ВЭлНИИ» и швейцарская фирма «Adtranz». Фирма «Adtranz» разработала и поставила для опытного электровоза силовой трансформатор, преобразователь частоты и числа фаз, систему управления. Предусматривается при серийном производстве электровоза ЭП10 освоить изготовление этого оборудования на предприятиях России.

Опытный электровоз ЭП10 находится на испытаниях.

Для вождения пассажирских экспрессов НЭВЗ и ВЭлНИИ совместно с Коломенским тепловозостроительным заводом создали на базе механической части тепловоза ТЭП80 электровоз переменного тока ЭП200 с максимальной скоростью 200 км/ч (рис.4).

Впервые в практике электровозостроения для восьмиосных электровозов применен цельный кузов (до этого восьмиосные электровозы выполнялись двухкузовными, состоящими из двух четырехосных секций). Для снижения динамического воздействия электровоза на путь опорно-рамное подвешивание имеет не только тяговый двигатель, но и силовой редуктор, т.е. применена передача третьего класса. Тяговый двигатель электровоза — вентильный, мощностью 1000 кВт. Все комплектующее оборудование ЭП200 — российское.

На такой же механической части, но с применением асинхронного тягового двигателя разрабатывается пассажирский электровоз постоянного тока с питанием от сети 3 кВ.

Таким образом, создав серию универсальных и скоростных электровозов, наш завод обеспечит вождение поездов во всем диапазоне скоростей, допускаемых в настоящее время на действующих

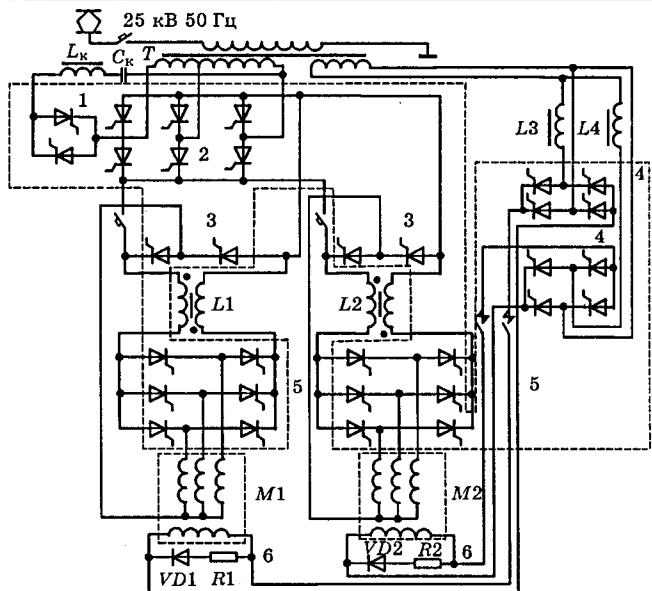


Рис.4. Схема питания вентильных тяговых двигателей (одной тележки) на электровозе ЭП200:

1 — компенсатор реактивной мощности; 2 — выпрямительно-инверторный статический преобразователь; 3 — модуль коммутации тиристоров; 4 — выпрямитель возбуждения тяговых двигателей; 5 — трехфазный инвертор тока; 6 — цепь шунтировки обмотки возбуждения тяговых двигателей; $M1, M2$ — вентильные тяговые двигатели; $L1, L2$ — сглаживающие реакторы; $L3, L4$ — разделительные реакторы

электрифицированных железных дорогах страны.

Все вновь создаваемые электровозы по своим техническим и эксплуатационным характеристикам соответствуют требованиям МПС РФ и современному уровню и могут конкурировать с электровозами аналогичного типа и назначения, выпускаемыми зарубежными фирмами [5,6].

Ряд отличий электровозов для МПС РФ от электровозов железных дорог других стран и особенно стран Европы — повышенные запасы прочности механической части, увеличенные мощности систем отопления кабины машиниста и пассажирского поезда, дополнительные устройства для очистки охлаждающего воздуха от пыли, воды и снега и др. — вызваны специфическими условиями их эксплуатации.

Для электровозов более далекой перспективы (имеющих более высокие максимальные скорости) разрабатываются варианты облегченных кузовов и тележек, силовые передачи третьего класса, специальные пантографы и другое оборудование.

Новая область деятельности НЭВЗ и ВЭлНИИ — создание и организация производства электропоездов и тягового электрооборудования для них. Первым результатом этой деятельности стала разработка оборудования для электропоездов постоянного тока ЭД4. Таким оборудованием уже оснащено более 20 электропоездов, выпущенных Демиховским машиностроительным заводом.

Параллельно идут работы над перспективным электропоездом переменного тока ЭН3 с асинхронными тяговыми двигателями. Это будет десятивагонный поезд с основной составностью 2(Г+М+П+М+Г) и общей часовой мощностью тяговых двигателей 5120 кВт и максимальной скоростью 120 км/ч.

Пассажирские салоны нового поезда будут иметь калориферное отопление, систему кондиционирования и вентиляции, конструкцию, защищающую от шума и вибрации, кресла, отвечающие требованиям эргономики.

Вагоны первого опытного поезда нового поколения в настоящее время находятся на монтаже в сборочном цехе завода.

Наряду с разработкой традиционного варианта схемы и компоновки оборудования электропоезда специалисты завода и ВЭлНИИ рассматривают варианты, когда все основное оборудование сосредоточено в головной и хвостовой секциях электропоезда, а управление этими секциями осуществляется по «системе многих единиц». Нам представляется, что такой вариант может оказаться более выгодным в производстве и эксплуатации, так как позволяет унифицировать оборудование магистральных электропоездов и головных секций электропоездов и, как следствие, сократить сроки и затраты на подготовку и освоение производства, упростить организацию ремонта и обслуживания новых электропоездов. Такой вариант электропоезда будет особенно эффективен в случае, когда парк электропоездов сравнительно невелик и экономически невыгодно создавать для них эксплуатации специальные отдельные депо.

Подобные варианты электропоездов широко используются на железных дорогах европейских стран, в том числе при организации скоростно-

го движения. Российский рынок магистральных скоростных электропоездов, магистральных электропоездов постоянного тока и электропоездов открылся для НЭВЗ вследствие того, что специализированные на выпуск этой продукции заводы СССР оказались в странах ближнего зарубежья (Тбилисский электровозостроительный завод, Рижский электротехнический завод и Рижский вагоностроительный завод) или из-за дефицита валюты и высокой цены пришлось отказаться от массовых заказов электропоездов в странах дальнего зарубежья, например, в Чехии.

Аналогичная ситуация сложилась с обеспечением электроподвижным составом горной промышленности шахтными электропоездами и некоторыми типами электропоездов (тяговых агрегатов) для открытых горных разработок.

Новочеркасские электровозостроители поставляют сегодня тяговые агрегаты переменного тока ОПЭ-1, контактные шахтные электропоезда КН10 с шириной колеи 900 мм и 600 мм со сцепной массой 10 т и готовы поставлять аккумуляторные шахтные электропоезда АРПН14 со сцепной массой 14 т [7].

Шахтные электропоезда созданы с использованием, при конструировании разработке технологии изготовления, богатого и проверенного опыта производства магистральных электропоездов, что позволило существенно повысить надежность и срок их службы.

Сегодня есть возможность создать шахтные электропоезда и тяговые агрегаты с более благоприятными эксплуатационными характеристиками, используя для этого бесколлекторный (асинхронный или индукторный) тяговый привод.

Конкретная работа над такими перспективными электропоездами может быть начата после того, как потребители — угле- и рудодобывающие

Параметры		Тип электропоезда			
		ВЛ65	ЭП1	ЭП10	ЭП200
Колесная формула		20-20-20	20-20-20	20-20-20	20-20+20-20
Напряжение контактного провода		25 кВ	25 кВ	25 кВ 50 Гц	25 кВ
		50 Гц	50 Гц	3 кВ постоянного тока	50 Гц
Сцепная масса, т		138	138	132	180
Мощность, кВт	часовая	4750	4700	7200	8000
	длительная	4450	4400	7000	7200
Сила тяги, кН	часовая	218,0	220,3	308,7	205,2
	длительная	216,4	209,7	299,9	215,6
Скорость, км/ч	часовая	68	70	80	120
	максимальная	120	140	160	200
Тип тягового двигателя		Коллекторный пульсирующего тока	Коллекторный пульсирующего тока	Асинхронный трехфазный, с короткозамкнутым ротором	Вентильный
Тип подвески тягового двигателя		Опорно-осевая	Опорно-рамная	Опорно-рамная	Опорно-рамная
Тип силовой передачи, класс		1	2	2	3
Тип электрического тормоза		Рекуперативный			

предприятия — сформулируют хотя бы основные требования к новому подвижному составу, разработав его типаж. Попытка создать такой документ предпринималась еще в 80-е годы, но работа не была завершена [8].

Перспективный типаж, созданный совместно разработчиками, изготовителями и потребителями, дает возможность организовать выпуск ряда единиц подвижного состава для горной промышленности с различными параметрами, с использованием единых технических решений и максимально унифицированных между собой.

Таким образом, НЭВЗ не только выработал новую техническую и производственную стратегию, но прошел уже значительный участок пути от завода с узкой специализацией к предприятию, выпускающему всю гамму железнодорожного состава для различных транспортных систем.

Успехи в электровозостроении сегодня в значительной степени определяются техническим уровнем продукции, выпускаемой предприятиями-смежниками, и прежде всего техническим уровнем полупроводниковых приборов для силовых статических преобразователей электроподвижного состава.

К сожалению, уровень полупроводников, выпускаемых российскими предприятиями [9], не удовлетворяет нашим требованиям. В результате при разработке новых тяговых единиц приходится усложнять силовые схемы, системы управления и охлаждающие устройства. Как следствие, увеличиваются объемы и масса оборудования, размещаемого в кузове, что создает большие трудности, особенно при создании четырехосных магистральных электровозов, потребность в которых уже обозначилась.

Особенно остро стоит вопрос о создании и освоении выпуска полупроводниковых приборов с оптимальными характеристиками для электроподвижного состава постоянного тока с напряжением в контактном проводе 3 кВ. Они по классу должны соответствовать уровню повторяющихся напряжений, имеющих место в таких системах (с учетом действия систем защиты от атмосферных и коммутационных перенапряжений), или в крайнем случае позволять последовательное соединение приборов. Потери в полупроводниковых приборах, применяемых на электроподвижном составе, должны быть снижены до такого значения, чтобы не возникала необходимость применять для их охлаждения жидкости (воду, антифриз или его заменители, минеральное масло).

От заводов, выпускающих трансформаторы, мы ждем повышения надежности и освоения выпуска новых типов трансформаторов, в том числе таких, которые можно было бы располагать под кузовом магистральных электровозов в межтележечном пространстве. Важно сократить сроки создания новых тяговых трансформаторов: сегодня эти сроки определяют фактически сроки выпуска новых типов подвижного состава переменного тока.

Необходимо разработать и освоить производство гаммы трехфазных асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором для вспомогательных нужд подвижного состава, в том числе двигателей-вентиляторов при применении систем как группового, так и индивидуального охлаждения.

Перечень оборудования, необходимого для перспективного подвижного состава, которое целесообразно изготавливать на специализированных предприятиях, этим не исчерпывается: микропроцессорная аппаратура системы управления, специальные измерительные устройства и датчики для систем контроля, регулирования и защиты, высокопроизводительные компрессоры и др.

Принцип создания нового подвижного состава усилиями специалистов различных предприятий страны, который всегда использовали электровозостроители Новочеркасска, становится еще более актуальным в условиях свободного рынка, так как позволяет обеспечить высокий технический уровень комплектующих изделий, сократить сроки, снизить затраты на разработку и цены при серийном производстве. Мы призываем предприятия-смежники сотрудничать с нами. Созданные нами новые изделия будут иметь постоянный спрос как со стороны предприятий-изготовителей железнодорожного подвижного состава, так и со стороны электровозных депо и ремонтных заводов МПС Российской Федерации.

Список литературы

1. Стратегия и перспективы развития железнодорожного транспорта России. М.: Транспорт, 1994.
2. Мисиченко А.П. Задачи и проблемы Новочеркасского электровозостроительного завода//Тр.ВЭЛНИИ. Т.36. 1996. С.14—24.
3. Ильин Г.А. Перспективный типаж магистральных электровозов//Железнодорожный транспорт. 1996. № 5. С.30—31.
4. Рутштейн А.М. Регулируемый привод вентиляторов//Локомотив. 1998. № 6. С.23—24.
5. Европейские электровозы нового поколения//Железные дороги мира. 1997. № 10. С.94—41.
6. Щербаков В.Г., Юренко И.К., Наймушин В.Г., Щербаков С.В. Некоторые вопросы надежности магистральных электровозов//Тр.ВЭЛНИИ. Т.40. 1998. С.120—142.
7. Результаты работы по созданию рудничных электровозов//Тр.ВЭЛНИИ. Т.37. 1997.
8. Электроподвижной состав промышленного транспорта/Под. ред. Л.В.Балона. М.: Транспорт, 1987.
9. Чибиркин В.В. Создание силовых полупроводниковых приборов для преобразователей электроподвижного состава//Электротехника. 1998. № 3. С.1—9.



Носков Александр Леонидович — генеральный директор ОАО «НПО «НЭВЗ». В 1978 г. закончил механический факультет Новочеркасского политехнического института, а в 1994 г. — Новочеркасский инженерно-мелиоративный институт по специализации «Экономика и управление в отраслях АПК».

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Оптимизация проектирования тихоходного вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса

ЗАХАРЕНКО А.Б., канд.техн.наук, АВДОНИН А.Ф., инж.

ЗАО «Инкар»

Предложены новое конструктивное исполнение активной части и нетрадиционная схема обмотки тихоходного вентильного двигателя с постоянными магнитами для привода легкого транспортного средства, требующие нового подхода к расчету магнитной цепи и рабочих характеристик машины. Созданы алгоритмы и методики поверочного и оптимизационного расчетов. Проведено оптимизационное исследование двигателя мотор-колеса инвалидного кресла-коляски.

Ухудшение глобальной экологической ситуации, а также последствия войн вызывают проблему реабилитации инвалидов, которая в последнее время приобретает все большее значение. Одно из приоритетных направлений в этой области — создание электроприводной реабилитационной техники (рис.1), удовлетворяющей международным стандартам. Следует отметить, что в предлагаемом кресле-коляске большинство элементов конструкции выполнено из композиционных материалов, что уменьшает его массу при сохранении достаточного запаса прочности.

Тенденция проектировать электроприводные транспортные средства с хорошими массогабаритными и тяговыми показателями определяет задачу проектирования нового исполнения [1] безредукторных электрических машин с высоким коэффициентом использования активных материалов и наилучшими энергетическими показателями.

Малые габариты и большое число полюсов двигателя должны определять технологию намотки обмотки статора. Обмотка с большим числом пазов на полюс и фазу приводит к неоправданному увеличению трудоемкости ее изготовления. Наиболее распространенным вариантом является обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу, близким или меньшим единицы. В предлагаемой в [1] конструкции (рис.2) число пазов на полюс и фазу принято близким и несколько большим, но не равным одной третьей (рис.3). Число пазов якорной обмотки $z > 2p$, что исключает возможность «залипания». Полюсное деление получается близким к одному зубцовому, и катушки обмотки наматываются на каждый зубец. При этом достигаются преимущества:

- удается упростить технологию намотки, наматывая обмотку на каркас непосредственно на зубец, повысить коэффициент заполнения пространства между зубцами (паза) в отличие от «случайного всыпания» — втягивания обмотки в пазы;

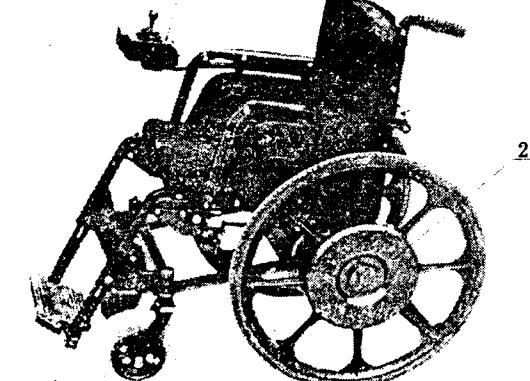
- при предлагаемой схеме лобовые части обмотки плотно прилегают к зубцу, благодаря чему уменьшается расход обмоточной меди и снижается поток лобового рассеяния;

- улучшается теплопроводность обмотки по сравнению с всыпной;

- дробное число пазов на полюс и фазу позволяет снизить удельный вес высших гармонических в составе магнитодвижущей силы по сравнению с обычной сосредоточенной обмоткой, где число пазов на полюс и фазу равно единице.

Предлагаемая схема обмотки приводит к снижению пульсаций момента, улучшению плавности движения транспортного средства, снижению потерь мощности на высшие гармонические увеличению КПД.

Рис.1. Электроприводное кресло-коляска для реабилитации инвалидов, выпускаемое ЗАО «Инкар»:



1 — орган управления; 2 — мотор-колесо

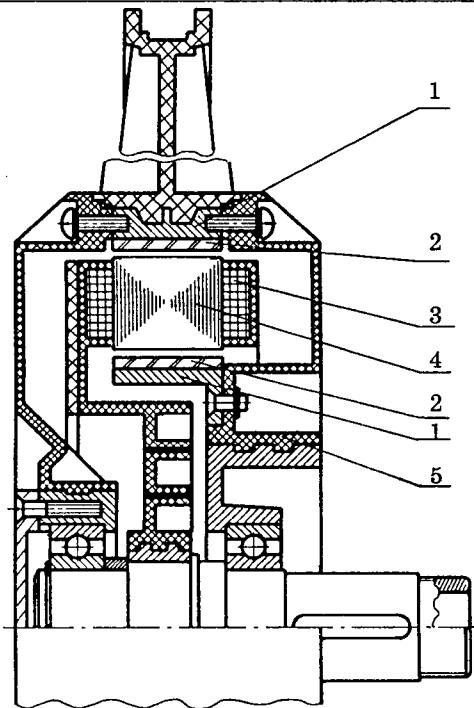


Рис.2. Эскиз мотор-колеса инвалидного кресла-коляски, выпускаемого ЗАО «Инкар»:

1 — ярмо; 2 — постоянные магниты; 3 — обмотка якоря; 4 — зубец якоря; 5 — корпус

Кроме того, чувствительные элементы датчиков положения ротора были размещены на стороне статора, обращенной к постоянным магнитам ротора, непосредственно в основном внешнем рабочем воздушном зазоре между коронками зубцов машины. Это дает возможность:

- упростить конструкцию за счет отказа от дополнительной магнитной системы;
- снизить требования к чувствительности применяемых датчиков Холла, так как используется магнитное поле силовых постоянных магнитов электродвигателя;
- более точно обеспечить моменты переключения фаз, так как именно в рабочем зазоре проходит истинный фронт полей постоянных магнитов;
- обеспечить более высокую стабильность работы датчиков;
- упростить контрольные операции при производстве и диагностике мотор-колес.

Такое размещение датчиков стало возможным благодаря тому, что магнитное поле реакции якоря сконцентрировано в сердечниках, каждый из которых охватывается отдельной катушкой. В пространстве между сердечниками силовые линии поля пазового рассеяния дважды проходят через паз. В результате это поле меньше, чем при традиционной конструкции зубцовой зоны, и концентрируется в шлицевых областях пазов. Оно перпендикулярно оси паза и направлено от одного зубца к соседнему по направлению минимальной чувствительности датчика Холла.

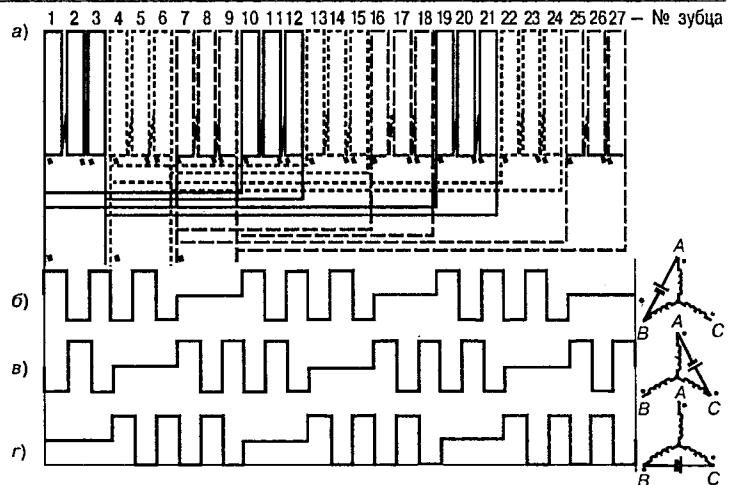


Рис.3. Схема обмотки двигателя мотор-колеса $2p=24$, $z=27$, $m=3$, $a=3$, $q=3/8$ (а) и диаграмма перемещения волны МДС для трех моментов времени (б, в, г):

— фаза A; фаза B; - - - фаза C

Таким образом, датчик практически не реагирует на поле реакции якоря, что обеспечивает гарантированные условия надежной работы и плавного вращения.

Питание фаз обмотки статора от источника ЭДС, схематично изображенное на рис.3, реализовано при помощи электрической схемы со встроенным инвертором.

Очевидно, что задача оптимизации размеров активных частей предлагаемого конструктивного исполнения вентильного двигателя должна быть многокритериальной с большим числом независимых переменных [2, 3]. Все попытки свести многокритериальную задачу к однокритериальной приводят к неоправданным упрощениям и серьезному огрублению. При этом не следует стремиться к полной автоматизации процесса выбора оптимальных вариантов. Выбор должен осуществлять разработчик, но в режиме диалога с ПЭВМ. Наиболее общий подход к решению этой задачи — систематический перебор многомерных областей. В качестве пробных точек в пространстве параметров (независимых переменных) используются точки равномерно распределенной LP-т последовательности [4], которая обладает наилучшими характеристиками равномерности среди всех известных в настоящее время равномерно распределенных последовательностей. Заметим, что волонтерский выбор пробных точек в многомерных областях приводит к плохим результатам из-за отсутствия у человека многомерной геометрической интуиции. Однако для нахождения действительно наилучшего варианта такой подход требует огромного количества пробных точек и требует длительного времени обработки, даже учитывая современный уровень развития вычислительной техники. Кроме того, экстремумы многих функций не являются ярко выраженными, а выбор пробных то-

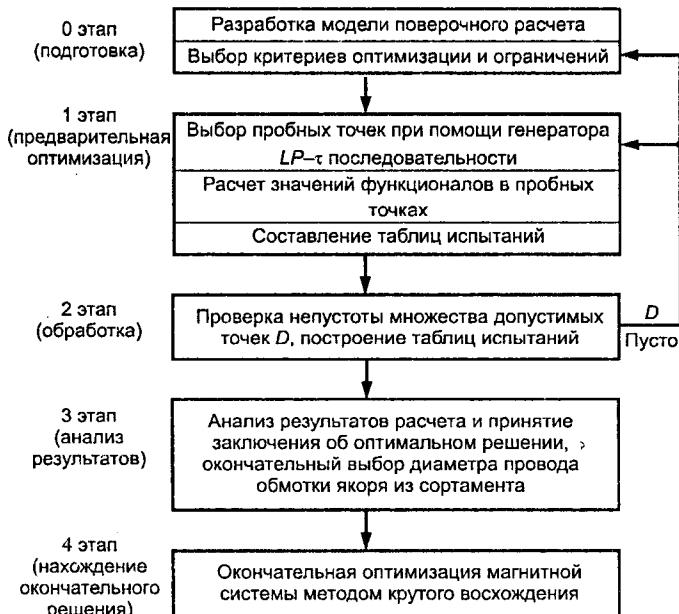


Рис.4. Этапы оптимизационного исследования вентиль-ного двигателя

чек — дискретен. Поэтому, эту задачу предлага-
ется решать в три стадии (рис.4):

— предварительная оптимизация при наибольшей общей постановке задачи и варьировании числа пар полюсов в заданных пределах (первый и второй этапы); критерии: массы обмоточной меди G_{Cu} , активной стали (суммарная масса зубцов и ярем) G_{Fe} , постоянных магнитов G_m , максимальный КПД η_{max} ; независимые переменные (рис.5): внутренний диаметр якоря D_i , активная длина машины $l_s = l_m = l_\delta$ (якоря, индукторов и зазора), высоты постоянного магнита h_m , ярма индуктора h_a и зубца якоря h_z , ширина зубца b_z и число проводников s_p в пазу якоря; ограничительными являются индукции в зубце B_z и ярме B_a ;

— выбор разработчиком оптимального варианта (третий этап) для каждого значения чисел пар полюсов;

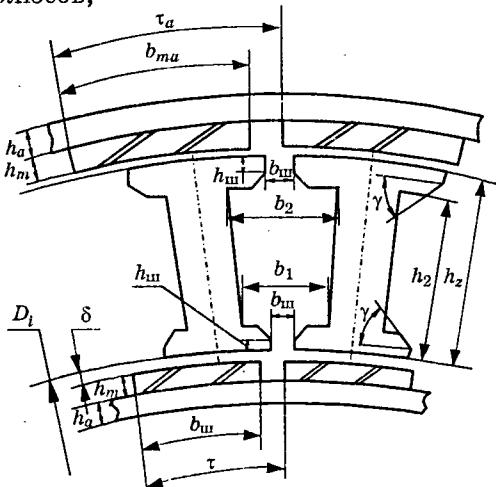


Рис.5. Эскиз магнитной системы вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса и его размеры

— окончательная оптимизация магнитной системы выбранного варианта для каждого $2p$, путем максимизации потока $\Phi_{\text{рез.ср}}$ методом крутого восхождения; факторы: внутренний диаметр якоря, высоты постоянного магнита, ярма индуктора и зубца якоря, ширина зубца; выбор лучшего варианта в рассматриваемом диапазоне пар полюсов (четвертый этап).

Традиционные для оптимизации ограничения на максимальную допустимую температуру обмотки статора в данном случае не лимитируют выбор оптимального варианта, так как вся техника для инвалидов должна отличаться высокой надежностью. Она достигается за счет снижения тепловых нагрузок. Экспериментально установлено, что допустимый удельный тепловой поток с наружной поверхности корпуса для машин этого исполнения составляет $\sigma_{\text{доп}} = 0,7 \text{ Вт}/\text{см}^2$. Результат оптимизации будет выбран исходя из прочностных и технологических соображений. Наряду с этим следует стремиться к уменьшению массы мотор-колеса при как можно меньшем снижении КПД с целью увеличения длины пробега между двумя подзарядками источника питания.

На подготовительной стадии к решению оптимизационной задачи требуется создать адекватную модель поверочного расчета (нулевой этап).

Расчет магнитной цепи. По эскизу магнитной системы (рис.5) построена схема замещения магнитной цепи на два полюса (рис.6)¹. На ней введены следующие обозначения: F_m , F_{ma} — МДС

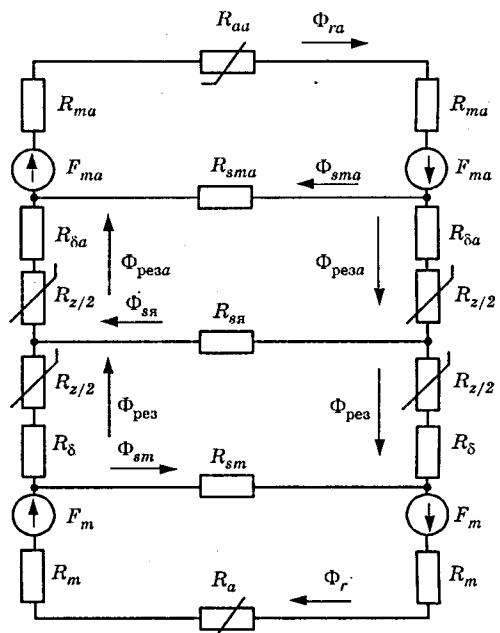


Рис.6. Схема замещения магнитной цепи в режиме нагрузки на два полюса

¹ Авторы выражают благодарность кандидатам технических наук Лопухиной Е.М. и Семенчукову Г.А. (МЭИ) за помощь в построении математической модели магнитной цепи.

постоянных магнитов; R_δ , $R_{\delta a}$ — магнитные сопротивления внутреннего и внешнего рабочих зазоров; R_z — магнитное сопротивление зубца якоря; R_m , R_{ma} — магнитные сопротивления внутреннего и внешнего индукторов; R_{sm} , R_{sma} — магнитные сопротивления рассеяния внутреннего и внешнего индукторов; R_{sa} — магнитные сопротивления рассеяния зубцов якоря; Φ_r , Φ_{ra} — магнитные потоки внутреннего и наружного индукторов; Φ_{pez} , Φ_{peza} — результирующие магнитные потоки внутреннего и наружных рабочих воздушных зазоров.

Для обеспечения максимального значения врачающего момента система управления включает фазы обмотки якоря при таком положении ротора, когда зубцы этих фаз расположены между магнитами полюсов. Под большинством полюсов находятся либо две катушки, создающие противоположно направленные потоки, либо две отключенные катушки. В связи с этим в схеме замещения магнитной цепи МДС реакции якоря можно не учитывать.

Проведем расчет схемы замещения. С использованием законов Кирхгоффа составим исходную систему уравнений. Необходимые для расчета потоки:

$$\Phi_{pez} = \left[\begin{array}{l} 2F_{ma}R_{sa} \left(1 + \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \right) \\ 2F_m + \frac{2R_{ma}R_{sa} \left(1 + \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \right)}{2R_{\delta a} + R_z + R_{sa} + (R_{sma} + 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa})} \end{array} \right] \rightarrow \left[\begin{array}{l} 2R_\delta + R_z + R_{sa} + (R_{sm} + 2R_\delta + R_{sa}) \times \\ 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa} + (R_{sma} + 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa}) \times \\ + R_z + R_{sa}) \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \end{array} \right] \rightarrow \left[\begin{array}{l} \times \frac{2R_m + R_a - R_{sa}^2 \left(1 + \frac{2R_m + R_a}{R_{sm}} \right) \left(1 + \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \right)}{R_{sm}} \\ + R_{sa}) \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \end{array} \right] \right] \quad (1)$$

$$\Phi_{peza} = \left[\begin{array}{l} \Phi_{pez} R_{sa} \left(1 + \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \right) + 2F_{ma} \\ 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa} + (R_{sma} + 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa}) \times \\ + R_z + R_{sa}) \frac{2R_{ma} + R_{aa}}{R_{sma}} \end{array} \right] \quad (2)$$

$$\Phi_r = \frac{1}{R_{sm}} [\Phi_{pez} (R_{sm} + 2R_\delta + R_z + R_{sa}) - \Phi_{peza} R_{sa}]; \quad (3)$$

$$\Phi_{ra} = \frac{1}{R_{sma}} [\Phi_{peza} (R_{sma} + 2R_{\delta a} + R_z + R_{sa}) - \Phi_{pez} R_{sa}]. \quad (4)$$

Практическое применение формул (1)–(4) затрудняется тем, что в них входят нелинейные элементы: МДС постоянных магнитов [$F_m = \xi_1(\Phi_r)$ и $F_{ma} = \xi_2(\Phi_{ra})$] и магнитные сопротивления сталь-

ных участков [$R_z = \xi_3(\Phi_{pez}, \Phi_{peza})$, $R_a = \xi_4(\Phi_r)$, $R_{aa} = \xi_5(\Phi_{ra})$]. Однако эта кажущаяся трудность может быть легко преодолена методом последовательных приближений. При этом для расчетов на ПЭВМ кривую размагничивания постоянных магнитов удобно аппроксимировать полиномом. МДС постоянных магнитов F_m и F_{ma} определяются значениями магнитных потоков Φ_r и Φ_{ra} в следующем порядке. Находим значения индукций:

$$B_m = \Phi_r / (\alpha_{\delta} \tau l_m); \quad B_{ma} = \Phi_{ra} / (\alpha_{\delta a} \tau l_{ma}) \quad (5)$$

и соответствующие им значения напряженности с использованием кривой размагничивания постоянных магнитов. Далее рассчитываем $F_m = H_m h_m$ и $F_{ma} = H_{ma} h_{ma}$.

Расчет магнитных сопротивлений рассеяния магнитов (R_{sm} , R_{sma}), обмотки якоря (R_{sa}), а также магнитных сопротивлений воздушных зазоров (B_δ , $R_{\delta a}$) и постоянных магнитов основному потоку (R_m , R_{ma}) проводится традиционным методом с использованием [5].

Расчет магнитных сопротивлений стальных элементов проводится следующим образом. По найденным потокам магнитов Φ_r , Φ_{ra} находим индукции в ярмах

$$B_a = \frac{\Phi_r}{2 l_m h_a}; \quad B_{aa} = \frac{\Phi_{ra}}{2 l_{ma} h_a}. \quad (6)$$

По кривой намагничивания для ярм определяем напряженности H_a , H_{aa} и находим МДС:

$$F_a = H_a \frac{\pi (D_i - 2\delta - 2h_m - h_a)}{2p}; \quad (7)$$

$$F_{aa} = H_{aa} \frac{\pi (D_i + 2h_z + 2\delta + 2h_m + h_a)}{2p};$$

$$R_a = F_a / \Phi_r; \quad R_{aa} = F_{aa} / \Phi_{ra}. \quad (8)$$

По результирующим потокам Φ_{pez} , Φ_{peza} находим индукции в зазорах и зубцах:

$$B_\delta = \frac{\Phi_{pez}}{\alpha_{\delta} \tau l_\delta}; \quad B_{\delta a} = \frac{\Phi_{peza}}{\alpha_{\delta a} \tau l_\delta}; \quad (9)$$

$$B_z = \frac{B_\delta t_z}{k_{Fe} b_z}, \quad (10)$$

где $\alpha_\delta = b_m / \tau$, $\alpha_{\delta a} = b_{ma} / \tau_a$; k_{Fe} — коэффициент заполнения зубцов якоря сталью.

По кривой намагничивания для зубцов определяем напряженность H_z , находим МДС зубца $F_z = H_z h_z$ и его магнитное сопротивление $R_z = F_z / \Phi_{pez}$.

Расчет рабочих характеристик при нагрузке. ЭДС определяется по традиционной формуле:

$$E = \frac{\pi \sqrt{2} \Phi_{pez, cp} f w_\Phi k_w}{k_\Phi}, \quad (11)$$

где $\Phi_{pez, cp} = 0,5(\Phi_{pez} + \Phi_{peza})$ — усредненный результирующий поток; k_Φ — коэффициент формы поля; k_w — обмоточный коэффициент; w_Φ — число последовательно соединенных витков в фазе; f — частота протекающего тока.

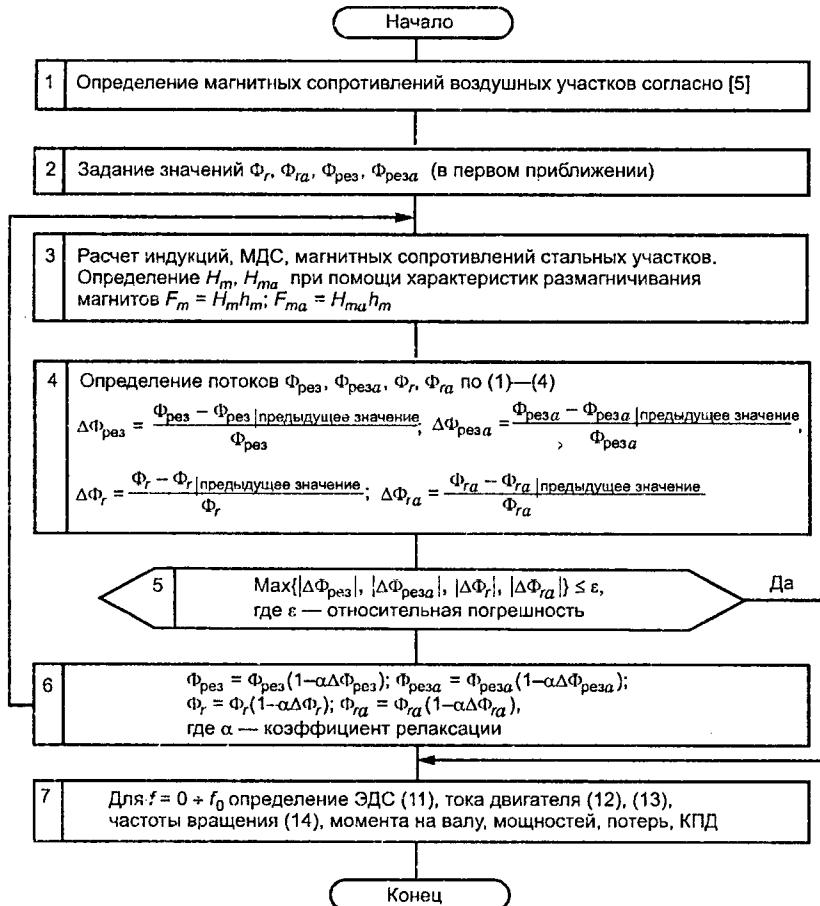


Рис.7. Схема алгоритма расчета характеристик вентильного двигателя для привода мотор-колеса

Поток $\Phi_{\text{рез.ср}}$ определяется при допущении, что потокосцепление катушек обмотки якоря изменяется по линейному закону по высоте зубца.

По формуле (11) легко определить частоту идеального холостого хода f_0 , полагая $E=U$, так что расчет рабочих характеристик можно провести в диапазоне частот $f=0-f_0$ с шагом, определяемым необходимой разрешающей способностью.

Параметры обмотки якоря определяются традиционным путем.

Питание двигателя осуществляется через преобразователь от источника постоянного напряжения, например, аккумуляторной или конденсаторной батареи, поэтому схема соединения обмотки якоря начинает играть существенную роль. Ток двигателя при соединении обмотки якоря:

в звезду

$$I = \frac{(m-1)(U-E)}{4r_1}; \quad (12)$$

в треугольник

$$I = \frac{m(m-1)(U-E)}{4r_1}. \quad (13)$$

Частота вращения ротора

$$n = \frac{30E}{\pi k_E c_E}, \quad (14)$$

где $c_E = p\Phi_{\text{рез.ср}} w_\Phi k_w$; при соединении обмотки якоря в звезду $k_E=1,82$, при соединении в треугольник $k_E=1$.

Механическая мощность $P_2 = EI - \Pi_{\text{Fe}} - \Pi_{\text{доб}}$, где Π_{Fe} — потери в стали; $\Pi_{\text{доб}}$ — добавочные потери. Потребляемая из сети электрическая мощность $P_1 = UI$. Вращающий момент на валу $M = 30P_2/(pn)$.

При заданных размерах сердечников, магнитов и обмоточных данных расчет рабочих характеристик проводится согласно алгоритму (рис.7). Он включает в себя итерационный процесс расчета магнитного поля (блоки 1—6), а также определение ЭДС, тока, вращающего момента, мощностей, потерь и КПД для найденного диапазона изменения частоты питания от преобразователя (блок 7).

По предложенной методике определения характеристик был проведен поверочный расчет двигателей, которые изготовлены ЗАО «Инкар». На рис.8 представлены рабочие характеристики мотор-колеса для привода инвалидного кресла-коляски ($2p=24$, $z=27$, $m=3$, $a=3$). Расхождение экспериментальных и расчетных данных составило не более 7—10%.

Для поиска оптимальных размеров двигателя в рассматриваемом диапазоне чисел пар полюсов проводится начальная оптимизация при помощи равномерно распределенной LP -т последовательности. При использовании подхода к такой оптимизации, изложенного в [2,4], удобно критерии оптимизации (η_{max} , G_{Cu} , G_{Fe} , G_m) и ограничители (B_z , B_a) задать как функционалы. Следует отметить, что номинальный режим исследуемого исполнения электрической машины практически совпадает с режимом максимального КПД, поэтому $\eta_n \approx \eta_{\text{max}}$. Расчет проводится для механической характеристики, заданной двумя точками: пускового момента M_n и частоты вращения холостого хода $n_{\text{хх}}$.

Число зубцов статора выбирается при оптимизации исходя из соотношения [6]:

$$z = 2p \pm k, k = 1, 2, 3 \dots \quad (15)$$

так, что число пазов на полюс и фазу близко и несколько больше, но не равно одной третьей.

Пример задания начальных условий для предварительной оптимизации приводится в Приложении 1 (табл.П1). На все параметры (независимые переменные) и функционалы (критерии и ограничители) должны быть наложены ограничения, однако некоторые из них могут быть «нежесткими», например, ограничения на все массы.

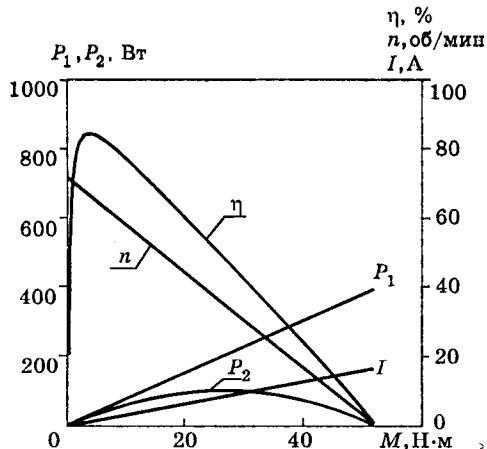


Рис.8. Рабочие характеристики мотор-колеса для привода инвалидного комнатного кресла-коляски

Задается число испытаний, параметров и функционалов. В рассматриваемом в Приложении 1 примере 1024, 7 и 8, соответственно. Генератор LP -т последовательности проводит обзор («зондирование») пространства параметров. В каждой точке после проверки функциональных ограничений, т.е. в точках области допустимых значений, вычисляют все критерии и выбирают множество оптимальных по Парето вариантов. В данном случае паретовское множество содержит 840 точек, что составляет 82% общего числа испытаний. Из них удовлетворило критериальным ограничениям 8 точек (табл. П2, П3), что составило 0,8% общего числа испытаний. Выбор оптимального варианта производится разработчиком из полученного множества. Для получения большего количества вариантов, удовлетворяющих критериальным ограничениям, в паретовском множестве и нахождения более оптимальных вариантов область поиска может быть сужена к полученным восьми точкам.

Процедура поиска имеет дискретный характер. Для полученного числа проводников в пазу и заданного коэффициента заполнения паза статора из сортамента выбирается диаметр обмоточного провода. Округление производится в меньшую сторону. Очевидно, что при этом полученный коэффициент заполнения меньше предельно допустимого и его можно повысить. Этой цели служит окончательная оптимизация.

Окончательная оптимизация проводится методом крутого восхождения и использует математический аппарат полного фактора эксперимента (ПФЭ) пятого порядка. Она проводится исходя из максимума результирующего потока $\Phi_{рез.ср}$. Кодирование факторов: внутреннего диаметра якоря, высоты постоянного магнита, ярма индуктора и зубца якоря, ширины зубца проводится традиционно [7, 8]:

$$x_i = \frac{X_i - X_{баз}}{\Delta\lambda}, \quad (16)$$

где x_i — кодированное значение фактора; X_i — натуральное значение фактора; $X_{баз}$ — базовое (среднее) значение; $\Delta\lambda$ — интервал варьирования.

В качестве первого приближения используются оптимальные варианты, полученные при предварительной оптимизации для фиксированных значений пар полюсов. В каждой из этих точек находится градиент потока и производится коррекция каждого из факторов в сторону его увеличения [7, 8]. Этот процесс повторяется до достижения максимально допустимого коэффициента заполнения паза статора. В Приложении 2 проиллюстрирован один из шагов крутого восхождения при $2p=24$. В табл. П4 приводятся коэффициенты полинома:

$$\begin{aligned} \Phi_{рез.ср} = & B(0) + B(1)x_1 + \dots + B(5)x_5 + \dots + \\ & + B1(2,1)x_2x_1 + \dots + B1(5,4)x_5x_4 + B2(3,2,1)x_3x_2x_1 + \dots + \\ & + B2(5,4,3)x_5x_4x_3 + B3(4,3,2,1)x_4x_3x_2x_1 + \dots + \\ & + B3(5,4,3,2)x_5x_4x_3x_2 + B4(5,4,3,2,1)x_5x_4x_3x_2x_1, \quad (17) \end{aligned}$$

связывающие кодированные факторы ПФЭ со значением результирующего потока.

Зависимости значений переменных и критериев оптимизации от числа пар полюсов приведены на рис.9—11. При этом значения индукций находятся в пределах $B_z=1,6 \div 1,9$ Тл, $B_a=1,1 \div 1,6$ Тл, а тепловой поток с наружной поверхности корпуса составляет $\sigma = 0,5 \div 0,7$ Вт/см². Анализ рис.11 показывает, что при практических неизменных массах обмоточной меди и постоянных магнитах при увеличении числа пар полюсов масса стали зубцов и ярем уменьшается. Это объясняется тем, что с увеличением числа пар полюсов уменьшается значение потока, необхо-

Таблица 1
Сравнение ограничителей и критериев оптимизации базового и оптимального вариантов

№	M_n , Н·м	n_{xx} , об/мин	η_{max} , о.е.	G_{Cu} , кг	G_{Fe} , кг	G_m , кг	B_z , Тл	B_a , Тл
1	51	72	0,847	1,12	2,58	0,96	1,32	1,31
2	48	69	0,738	0,98	1,03	1,23	1,73	1,27

Примечание. 1 — базовый вариант $2p = 24$, $z = 27$; 2 — оптимизированный вариант $2p = 48$, $z = 54$ (в обоих вариантах $m = 3$, $a = 3$, $q = 3/8$)

Таблица 2
Сравнение независимых переменных базового и оптимального вариантов

№	h_m , мм	D_p , мм	I_s , мм	h_a , мм	h_z , мм	b_z , мм	s_p , о.е.
1	4	180	33	4	25	8	288
2	4	180	42	2	25	2	172

Примечание. 1 — базовый вариант $2p = 24$, $z = 27$; 2 — оптимизированный вариант $2p = 48$, $z = 54$ (в обоих вариантах $m = 3$, $a = 3$, $q = 3/8$).

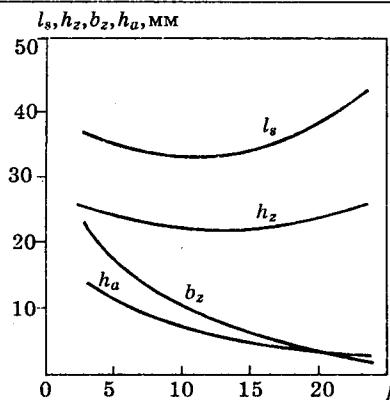


Рис.9. Зависимости числа зубцов и активной длины статора, высоты и ширины зубца, высоты ярма от числа пар полюсов

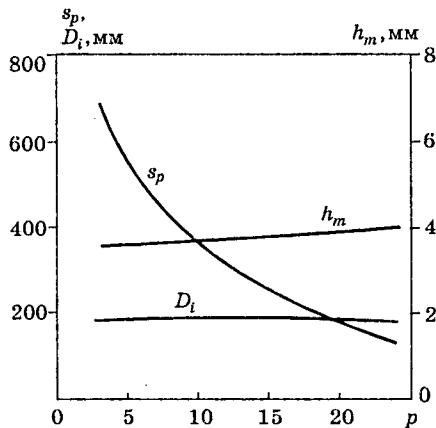


Рис.10. Зависимости числа проводников в пазу, внутреннего диаметра статора и высоты постоянного магнита от числа пар полюсов

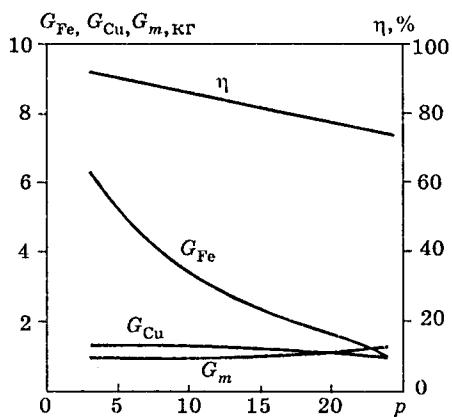


Рис.11. Зависимости критериев оптимизации от числа пар полюсов

димое для обеспечения заданной механической характеристики. При этом частота переключения электронных вентиляй системы управления увеличивается. Однако это увеличение практически не влияет на их выбор и не сказывается на увеличении их стоимости, так как они должны работать с гораздо большей частотой в режиме широтно-импульсной модуляции при регулировании частоты вращения в широких пределах.

Исходя из необходимого запаса прочности ярем индукторов, напряжения в которых определяются в основном максимальной допустимой массой рассматриваемого электроприводного транспортного средства, окончательно определяем оптимальный вариант (табл.1,2).

Анализ таблиц показывает, что при оптимизации удалось значительно снизить массу электро-

технической стали (на 1,55 кг) при практически постоянных массах обмоточной меди и магнитов и снижении максимального КПД на 12%.

Выводы

1. Предложено новое конструктивное решение вентильного тихоходного двигателя с постоянными магнитами для безредукторного электропривода легкого транспортного средства, отвечающее современным тенденциям в этой области. Его конструкция содержит рациональную магнитную систему, технологичную автоматоспособную обмотку, выполненную на отдельных зубцах, оптимально расположенные датчики положения ротора.

2. Разработана методика расчета магнитной цепи и поверочного расчета рассматриваемого класса машин в целом, получившая экспериментальное подтверждение.

3. Предложена методика оптимизационного расчета двигателя мотор-колеса для привода инвалидной коляски, сочетающая упорядоченный перебор семимерной области независимых переменных с методом крутого восхождения и использованием математического аппарата полного факторного эксперимента.

4. Совместное применение разработанных методов позволило оптимизировать конструкцию мотор-колеса и выявить основные тенденции, которые будут учитываться при проектировании его нового исполнения.

Список литературы

1. Пат. 2074763 РФ. Приводное устройство для передвижных средств/Кривоспицкий Ю.П., Авдонин А.Ф., Машуров С.И и др. 1997.
2. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/Радин В.И., Лондин И., Розенкноп В.Д. и др. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Соболь И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. М.: Наука, 1981.
4. КРИТ-пакет прикладных программ для решения многокритериальных задач оптимального проектирования объектов машиностроения/Горбунов-Посадов М.М., Ермаков А.В., Карпов В.Я. и др./Препринт Института прикладной математики им. Келдыша М.В. АН СССР. 1985, № 175.
5. Электрические машины с постоянными магнитами/Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Ларионов А.Н. М.: Энергия, 1964.
6. А.с. 1345291 А1. СССР. Синхронный электродвигатель/Шевченко А.Ф. 1987.
7. Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. М.: Наука, 1971.
8. Асатуриян В.И. Теория планирования эксперимента. М.: Радио и связь, 1983.

Приложение 1

Результаты оптимизационного расчета вентильного двигателя мотор-колеса при $2p=6$ с использованием LP-т последовательности.

Таблица П1
Параметрические и функциональные ограничения

№	Параметрические ограничения, мм	Функциональные ограничения, цель оптимизации
1	$3 \leq h_m \leq 5$	$47 \text{ Н}\cdot\text{м} \leq M_n \leq 55 \text{ Н}\cdot\text{м}$, максимизировать
2	$160 \leq D_i \leq 200$	$68 \text{ об}/\text{мин} \leq n_{xx} \leq 74 \text{ об}/\text{мин}$, максимизировать
3	$28 \leq l_s \leq 46$	$0,7 \leq \eta_{max} \leq 1,0$, максимизировать
4	$10 \leq h_a \leq 20$	$0 \leq G_{Cu} \leq 10 \text{ кг}$, минимизировать
5	$20 \leq h_z \leq 30$	$0 \leq G_{Fe} \leq 10 \text{ кг}$, минимизировать
6	$15 \leq b_z \leq 26$	$0 \leq G_m \leq 10 \text{ кг}$, минимизировать
7	$870 \leq s_p \leq 910$	$1,5 \text{ Тл} \leq B_z \leq 1,9 \text{ Тл}$, максимизировать
8		$1,1 \text{ Тл} \leq B_a \leq 1,8 \text{ Тл}$, максимизировать

Таблица П2
Функционалы оптимальных по Парето вариантов, удовлетворяющих ограничениям

№	M_n , Н·м	n_{xx} , об/мин	η_{max} , о.е.	G_{Cu} , кг	G_{Fe} , кг	G_m , кг	B_z , Тл	B_a , Тл
57	52,3	71,8	0,936	2,30	5,54	1,15	1,57	1,54
74	51,8	71,7	0,928	2,04	8,25	0,98	1,62	1,13
253	52,2	71,6	0,924	2,02	6,43	1,29	1,76	1,59
488	51,0	71,7	0,924	1,97	8,21	0,89	1,69	1,23
608	54,8	71,6	0,931	2,38	6,28	0,96	1,66	1,59
680	52,7	73,5	0,924	2,21	7,16	0,85	1,65	1,20
813	52,5	71,6	0,932	2,02	6,82	1,14	1,78	1,21
987	53,8	73,4	0,934	2,05	7,63	1,21	1,78	1,01

Таблица П3
Параметры оптимальных по Парето вариантов, удовлетворяющих ограничениям

№	h_m , мм	D_i , мм	l_s , мм	h_a , мм	h_z , мм	b_z , мм	s_p , о.е.
57	4,2	168,1	40,1	12,7	20,2	22,7	900
74	3,6	184,1	36,3	19,5	25,4	25,1	870
253	4,5	190,2	37,4	13,3	28,2	22,0	896
488	3,2	196,5	35,1	18,4	28,3	24,7	888
608	3,0	186,1	41,9	12,0	25,5	21,0	898
680	3,2	160,6	41,4	15,7	28,0	21,0	880
813	4,4	174,4	36,5	17,3	22,2	21,7	908
987	4,7	167,1	38,0	20,0	21,0	20,9	892

Приложение 2

Результаты проведения полного факторного эксперимента пятого порядка вентильного двигателя мотор-колеса при $2p=24$ на одном из шагов крутого восхождения. Коэффициенты полинома, связывающего результатирующий поток $\Phi_{рез,ср}$ (Тл) с факторами в точке: $D_i=186,5$ мм, $h_z=21,3$ мм, $b_z=8,1$ мм, $h_m=3,7$ мм, $h_a=5,7$ мм; при базовых значениях $D_{iбаз}=180$ мм, $h_{zбаз}=25$ мм, $b_{zбаз}=8$ мм, $h_{mбаз}=4$ мм, $h_{aбаз}=5$ мм; и интервалах варьирования $\Delta D_i=20$ мм, $\Delta h_z=5$ мм, $\Delta b_z=1$ мм, $\Delta h_m=1$ мм, $\Delta h_a=1$ мм.

Таблица П4

B(0)=0,35295E-03	
B(1)=0,37593E-04	
B(2)=0,73713E-05	
B(3)=0,26569E-05	
B(4)=0,10017E-04	
B(5)=0,90299E-06	
B1(2,1)=-0,10228E-05	
B1(3,1)=0,25222E-05	B1(3,2)=0,76153E-06
B1(4,1)=0,21221E-05	B1(4,2)=0,47083E-06
B1(5,1)=0,67E-06	B1(5,2)=0,31E-06
B2(3,2,1)=0,70237E-06	
B2(4,2,1)=-0,21217E-06	
B2(4,3,1)=0,41786E-06	B2(4,3,2)=0,83774E-07
B2(5,2,1)=0,21689E-06	
B2(5,3,1)=0,89358E-07	B2(5,3,2)=0,51239E-07
B2(5,4,1)=0,33737E-06	B2(5,4,2)=0,15392E-06
B2(5,4,3)=0,22661E-07	
B3(4,3,2,1)=0,63088E-07	
B3(5,3,2,1)=0,49484E-07	
B3(5,4,2,1)=0,68938E-07	
B3(5,4,3,1)=0,21578E-07	B3(5,4,3,2)=0,12287E-07
B4(5,4,3,2,1)=0,12287E-07	

Примечание. Символ EAB соответствует $\times 10^{-AB}$.

Захаренко Андрей Борисович — научный сотрудник ЗАО «Инкар». Окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (технического университета). В 1995 г. В 1998 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Исследование асинхронных двигателей с массивными ферромагнитными элементами методом передаточных функций».

Авдонин Алексей Федорович — начальник отдела ЗАО «Инкар». Окончил факультет электроники и счетно-решающей техники Московского лесотехнического института в 1979 г.

Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура ротора турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания

РОГОЗИН Г.Г., доктор техн.наук, ЛАРИН А.М., ЛАРИНА И.И., кандидаты техн.наук

Донецкий ГТУ

Изложены основные положения метода идентификации параметров синхронной машины, основанного на экспериментальных данных, определяемых при приемочных испытаниях новых типов машин в условиях их производства на заводах-изготовителях. Рассмотрены пути решения задачи синтеза эквивалентной схемы замещения по продольной оси, отражающей влияние эффекта вытеснения тока и магнитного насыщения на параметры обмотки статора и массивные конструктивные элементы ротора машины. Исследованы результаты реализации метода на примере турбогенераторов мощностью 160 и 500 МВ·А.

Учет сложных явлений магнитного насыщения и вытеснения тока в массиве ротора представляет сложную проблему, решаемую при строгом подходе с использованием теории электромагнитного поля. Между тем общепринято, что при решении задач проектирования в электрических системах допустимая погрешность при определении токов КЗ принимается на уровне $\pm 10\%$. Синтез эквивалентной схемы замещения синхронной машины (СМ) для решения поставленной задачи в этом случае предопределяет принятие следующих допущений:

- учет рассматриваемых явлений только в продольной оси ротора;
- обеспечение требований по точности расчета токов КЗ только в начальной стадии переходного процесса (в пределах времени отключения повреждения с помощью быстродействующих релейных защит);
- неучет влияния устройств регулирования возбуждения, что позволяет учитывать влияние вытеснения тока и насыщения на параметры эквивалентных контуров ротора без разделения их с учетом технологических функций;
- принятие регистрируемого фазного тока обмотки статора при анализе исходных экспериментальных данных внезапного КЗ в качестве его составляющей по продольной оси ротора синхронной машины.

Общепринятые схемы замещения, используемые при расчетах токов КЗ, содержат параметры, значения которых сохраняются постоянными. Это позволяет учитывать явление вытеснения тока в массиве ротора турбогенераторов путем использования параллельных контуров, отражающих систему описывающих их дифференциальных уравнений второго и более высоких порядков.

Принятая в настоящей работе схема замещения по продольной оси ротора, отражающая не только явление вытеснения тока в массиве ро-

тора, но и явление насыщения магнитных цепей статора и ротора, приведена на рис.1. Значения параметров схемы приняты зависящими от тока в обмотке статора.

Методика определения зависимости индуктивного сопротивления рассеяния от значения токов в обмотке статора $X_\sigma(I)$ приведена в [1], а сопротивления взаимоиндукции между обмоткой возбуждения и демпферной системой по путем их потоков рассеяния $X_{\sigma fd}$ — в [2]. Использование в схеме замещения активного сопротивления обмотки статора R_s , измеренного на постоянном токе, обеспечивает правильный учет изменения апериодической составляющей тока КЗ при решении дифференциальных уравнений Парка—Горева.

Целью настоящей работы является разработка методики определения активных $R_{kd}(I_d)$ и индуктивных сопротивлений рассеяния $X_{\sigma fd}(I_d)$ контуров ротора турбогенератора, включающих в себя контур обмотки возбуждения, по данным опытов внезапного КЗ на выводах синхронной машины.

Последние, как известно, проводятся при приемочных испытаниях для n различных уровней напряжения ХХ. Минимальное значение напряжения при этом должно соответствовать условию получения начального сверхпереходного тока на уровне номинального тока статора, а максимальное — порядка $0,7—0,8U_n$.

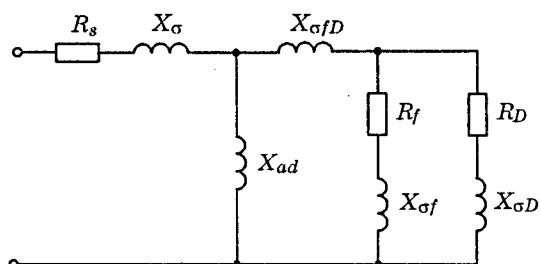


Рис.1. Схема замещения турбогенератора по продольной оси

После аппроксимации периодической составляющей фазных токов статора экспоненциальными функциями в соответствии с методикой, рекомендуемой в [3] для определения сверхпереходных и переходных индуктивных сопротивлений, имеем:

$$I_{dj}(t) = \Delta I''_{dj}(0) \exp(-\alpha''_j t) + \Delta I'_d(0) \exp(\alpha'_j t) = \\ + I_{d\infty}; \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где $\Delta I''_{dj}(0)$, $\Delta I'_d(0)$ — свободные сверх- и переходные составляющие тока КЗ, соответственно; $I_{d\infty}$ — установившееся значение тока статора; α''_j , α'_j — коэффициенты затухания свободных сверх- и переходных составляющих тока, соответственно.

После представления выражения (1) в операторной форме получим:

$$I_{dj}(p) = \Delta I''_{dj}(0) \frac{p}{p + j\alpha''_j} + \Delta I'_d(0) \frac{p}{p + j\alpha'_j} + I_{d\infty}. \quad (2)$$

Выражению (2) может быть поставлено в соответствие операторное выражение для входной проводимости обмотки статора, определяемое по схеме замещения (рис.1):

$$\frac{U_j}{X_d(p)} = \left(X_\sigma(I) + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + Y_D^*(p)} \right), \quad (3)$$

где $X_\sigma(I)$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, отражающее функциональную зависимость от величины тока статора [1];

$$X_\sigma(I) = X_{\sigma\text{ненас}} - \Delta X_\sigma [1 - \exp(-\beta I)]; \quad (4)$$

$Y_D^*(p)$ — операторная проводимость контуров ротора;

$$Y_D^*(p) = [X_{\sigma fd} + (Y_f(p) + Y_D(p))^{-1}]^{-1}; \quad (5)$$

$X_{\sigma\text{ненас}}$ — ненасыщенное значение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора; β — константа.

Синтез параметров схемы замещения эквивалентных контуров ротора турбогенератора производится путем последовательного выполнения следующих расчетных процедур:

— подставляя в выражение (2) $p=js$, рассчитывают частотные характеристики $I_{dj}(js)$ по параметрам экспонент, полученным в опытах КЗ при различных значениях ЭДС ХХ;

— предполагая известными параметры $X_\sigma(I)$ и X_{ad} , из (3) определяют частотные эквивалентные проводимости контуров ротора относительно зажимов ветви намагничивания $Y_D^*(p)_{p=js}$;

— задаваясь значением $X_{\sigma fd}$, из (5) определяют частотные характеристики проводимостей ОВГ и эквивалентного демпферного контура $Y_f(js) + Y_D(js)$, при этом в соответствии со схемой замещения (рис.1)

$$Y_f(js) = \frac{js}{R_f + jsX_{\sigma f}}; \quad Y_D(js) = \frac{js}{R_{kd} + jsX_{kd1}};$$

— по методике, изложенной в [4], осуществляют синтез двухконтурной схемы замещения ротора синхронной машины для частотной характеристики, соответствующей ненасыщенному состоянию магнитных цепей генератора (при $U_j = U_{\min}$);

— полагая, что параметры контура с наименьшей постоянной времени (близкого по значению к параметрам ОВГ) не зависят от тока в обмотке статора, определяют параметры эквивалентного роторного контура из частотных характеристик для других уровней насыщения

$$Y_D(js) = \frac{js}{R_D + jsX_{\sigma D}} = Y_D(js) - \frac{js}{R_f + jsX_{\sigma f}},$$

откуда

$$R_D = \frac{\text{Im}(Y_D)}{|\text{mod}(Y_D)|^2} s; \quad Y_{\sigma D} = \frac{\text{Re}(Y_D)}{|\text{mod}(Y_D)|^2};$$

— определяют зависимости активного и индуктивного сопротивлений рассеяния эквивалентного демпферного контура в функции начального тока статора $R_D(I_d'')$, $X_{\sigma D}(I_d'')$.

Соответствие синтезированной эквивалентной схемы замещения ротора турбогенератора исходным значениям периодической составляющей тока КЗ может проверяться как во временной, так и в частотной области входной проводимости по продольной оси ротора. Это положение, как известно, вытекает из аналогии выражений для преобразований Лапласа и Фурье.

В рассматриваемом случае, в условиях принятых допущений, характер изменения амплитудно-фазных частотных характеристик, полученных по выражениям (2) и (3) при $p=js$, должен быть достаточно близким в области относительно больших значений частот s . Как показывает анализ, в пределах времени отключения повреждений в высоковольтных сетях электрических систем при срабатывании основных релейных защит существенное значение имеет близость частотных характеристик в области частот более 0,1 о.е.

Структурная детализация схемы замещения ротора путем выделения контура обмотки возбуждения может осуществляться с использованием параметров этой цепи или демпферной системы, определяемых, например, экспериментально в соответствии с [2].

Между тем, в условиях проведения приемочных испытаний синхронной машины целесообразно дополнительно к указанным исходным данным регистрировать изменение тока в обмотке возбуждения. Разделение указанных эквивалентных контуров ротора в этом случае может

контролироваться с использованием следующих очевидных соотношений, вытекающих из рассмотрения рис.1:

$$\frac{Y_f(p) + Y_D(p)}{Y_D(p)} = \frac{I_f(p) + I_D(p)}{I_D(p)}; \quad (6)$$

$$\frac{Y_f(p) + Y_D(p)}{Y_f(p)} = \frac{I_f(p) + I_D(p)}{I_f(p)} \quad (7)$$

где $I_D(p) = L\{I_d(t) - I_{ad}(t) - I_f(t)\}$;
 $I_f(p) = L\{I_f(t)\}$;
 $I_{ad}(t) = L^{-1}\{I_d(p)X_{\sigma}(p)\}X_{ad\text{ненас.}}^{-1}$.

В соответствии с описанной методикой были определены зависимости активного и индуктивного сопротивлений рассеяния эквивалентного демпферного контура в функции тока статора для турбогенератора ТВВ-160-2 (188 МВ·А, 18 кВ, $\cos\phi = 0,85$).

Использовались результаты опытов внезапного трехфазного КЗ, проведенных при следующих значениях напряжения XX , выраженных в системе относительных единиц: 0,26 (соответствует ненасыщенному состоянию путей магнитных потоков), 0,47 и 0,7.

При синтезе схемы замещения использовались следующие значения параметров:

$$X_{\sigma}(I) = 0,2 - 0,04(1 - \exp(-0,355I)); \quad X_{\sigma fD} = 0,011.$$

Сопротивление взаимоиндукции.

$$X_{ad} = \frac{U}{I_{d\infty}} - X_{\sigma}(0).$$

Значения параметров демпферного контура, соответствующие различным уровням напряжения XX , приведены в таблице.

U	I_d''	R_D	$X_{\sigma D}$
0,26	1,00	0,0218	0,100
0,47	2,15	0,0179	0,036
0,70	3,54	0,0123	0,017

Значения параметров, отражающих влияние обмотки возбуждения во всех схемах замещения:

$$R_f = 0,00146; \quad X_{\sigma f} = 0,145.$$

Анализ зависимостей R_D и $X_{\sigma D}$ от начального значения тока КЗ позволил получить аналитические выражения в функции тока статора при значении последних более 1 о.е.

$$R_D = 0,0218 - 0,0035(I_d'' - 1); \quad (8)$$

$$X_{\sigma D}(I_d'') = 0,1 \exp(-0,75[I_d'' - 1]). \quad (9)$$

На рис.2 приведены токовые диаграммы турбогенератора типа ТВВ-160-2 с учетом насыщения путей магнитных потоков рассеяния.

Сравнение частотных характеристик, полученных по данным опытов КЗ при $U = 0,7U_n$ и расчетов с использованием параметров, приведен-

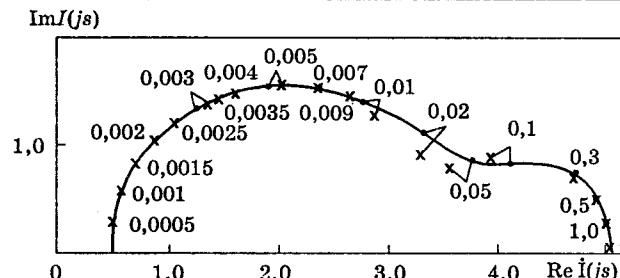


Рис.2. Токовые диаграммы турбогенератора ТВВ-160-2 при учете насыщения магнитных путей:

• — эксперимент; \times — расчет по схеме замещения

ных в таблице, указывает на их удовлетворительное совпадение. В частности, значения модулей векторов тока на указанных характеристиках в диапазоне частот $0,01 \leq s \leq 0,3$ и $0,3 \leq s \leq 10,0$ отличаются не более, чем на 5 и 1%, соответственно.

Расчеты токов КЗ с использованием схемы замещения, приведенной на рис.1, проводятся путем решения системы дифференциальных уравнений электрической системы. При формировании уравнений синхронная машина рассматривается как элемент, имеющий нелинейные свойства.

В рассматриваемом случае численные значения индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора и демпферной системы, а также активное сопротивление последней пересчитываются на каждом шаге интегрирования дифференциальных уравнений синхронной машины.

Рассмотрим возможность использования аналитических выражений (8) и (9) для определения активного R_D и индуктивного сопротивления рассеяния $X_{\sigma D}$ эквивалентного демпферного контура роторов турбогенераторов других типов. Преобразуем (8) и (9) таким образом, чтобы представить значения указанных параметров демпферного контура с учетом насыщения через их ненасыщенные значения: 0,0218 и 0,1, соответственно. Тогда

$$R_D(I_d'') = R_{D\text{ненас.}}[1 + 0,16(I_d'' - 1)]; \quad (10)$$

$$X_{\sigma D}(I_d'') = X_{\sigma D\text{ненас.}}[\exp(-0,75(I_d'' - 1))]. \quad (11)$$

При этом ненасыщенные значения параметров в (10) и (11) должны определяться в опытах КЗ, соответствующих начальному значению тока в статоре, близкому к номинальному.

По данным опыта внезапного трехфазного КЗ при напряжении XX , равном $0,3U_n$, были получены следующие параметры схемы замещения турбогенератора типа ТВВ-500-5:

$$R_f = 0,0011; \quad X_{\sigma f} = 0,121; \quad R_D = 0,0195; \quad X_{\sigma D} = 0,018.$$

При синтезе схемы замещения были приняты следующие параметры [1]:

$$X_{\sigma}(I) = 0,227 - 0,034(1 - \exp(-0,781I)); \quad X_{\sigma fD} = 0,042.$$

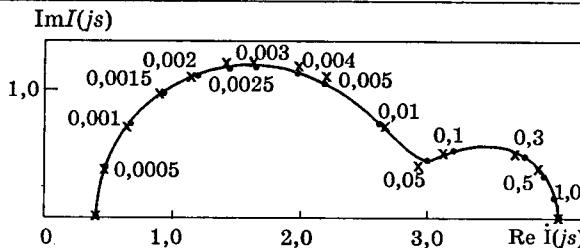


Рис.3. Токовые диаграммы турбогенератора ТВВ-500-2 при учете насыщения магнитных путей:

• — эксперимент; × — расчет по схеме замещения

Начальное значение сверхпереходного тока статора при этом оказалось равным 1,145 о.е. Во втором опыте при напряжении $0,5U_n$ начальное значение тока статора составило 2 о.е.

Воспользовавшись соотношениями (10) и (11), определим вначале ненасыщенные значения параметров для $I_d'' = 1$ ($R_{D\text{ненас}} = 0,0199$ и $X_{\sigma D\text{ненас}} = 0,02$), а затем рассчитаем значения параметров эквивалентного демпферного контура для полученного в опыте начального тока статора $I_d'' = 2$

$$R_D = 0,0167; X_{\sigma D} = 0,0094.$$

На рис.3 показаны токовые диаграммы турбогенератора ТВВ-500-2, построенные по полученным параметрам схемы замещения и рассчитанные непосредственно по параметрам экспонент, аппроксимирующих переходную функцию тока экспоненциальными составляющими.

Анализ указанных зависимостей свидетельствует о том, что их отличия по действительной и мнимой составляющим не превышают 15% во всем диапазоне частот.

Выводы

1. Предложена методика определения из попыток КЗ параметров схемы замещения ротора турбогенератора, отражающих как эффект вытеснения тока, так и явление магнитного насыщения путей потоков рассеяния по продольной оси машины.

2. Получены зависимости параметров эквивалентного демпферного контура в функции начального значения тока КЗ для турбогенераторов серии ТВВ.

Список литературы

1. Rogozin G.G., Larina I.I. The influence of magnetic saturation of the synchronous machine leakage flux ways on short-circuit transients//Proceedings of the 6th International Symposium on Short-circuit Currents in Power Systems. 1994. Vol.1. P.1.18.

2. Rogozin G.G. Determining the electromagnetic parameters of AC machines//Revue General de l'Electricite. RGE 1993. № 9. P.8—16.

3. International Electrotechnical Commission (IEC) Standard. Rotating Electrical Machines. Part 4: Methods for determining synchronous machine quantities from tests. Publication 34-4A. Geneva, 1985.

4. Рогозин Г.Г., Ларин А.М. Расчет параметров эквивалентных контуров синхронных машин по их экспериментальным частотным характеристикам//Электричество. 1974. № 6. С.63—65.

Рогозин Георгий Григорьевич — профессор кафедры «Электрические системы» Донецкого государственного технического университета. Окончил электротехнический факультет Харьковского политехнического института в 1951 г. В 1990 г. защитил докторскую диссертацию на тему: «Определение электромагнитных параметров машин переменного тока».

Ларин Аркадий Михайлович — доцент кафедры «Электрические системы» Донецкого государственного технического университета. Окончил электротехнический факультет Донецкого политехнического института в 1970 г. В 1979 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему: «Экспериментальное определение совокупности электромагнитных параметров на неподвижных и вращающихся турбогенераторах по переходным функциям».

Ларина Инна Ивановна — доцент кафедры «Электрические системы» Донецкого государственного технического университета. Окончила электротехнический факультет Донецкого политехнического института в 1976 г. В 1993 г. защитила кандидатскую диссертацию на тему: «Совершенствование математической модели турбогенератора для анализа коротких замыканий».

Послеаварийное восстановление магнитопроводов синхронных генераторов

БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн.наук, проф., ПОПОВ В.В., инж.

Рассмотрен вопрос восстановления поврежденных магнитопроводов синхронных генераторов с использованием магнитомоделических композиционных материалов. Приведены анализ изменения магнитного потока, гармонический анализ магнитной индукции в воздушном зазоре.

Растущее в настоящее время количество автономных дизель-генераторных и турбогенераторных агрегатов большой мощности в корпоративных электрических сетях заставляет более детально рассматривать вопросы их ремонта. Чаще всего подобные установки используются в шах-

тах, на судах, на удаленных объектах, подведение линий электропередач к которым затруднительно или невозможно. Как правило, подобные системы работают в тяжелых условиях окружающей среды, таких как повышенная влажность, недостаточная вентилируемость, экстрем-

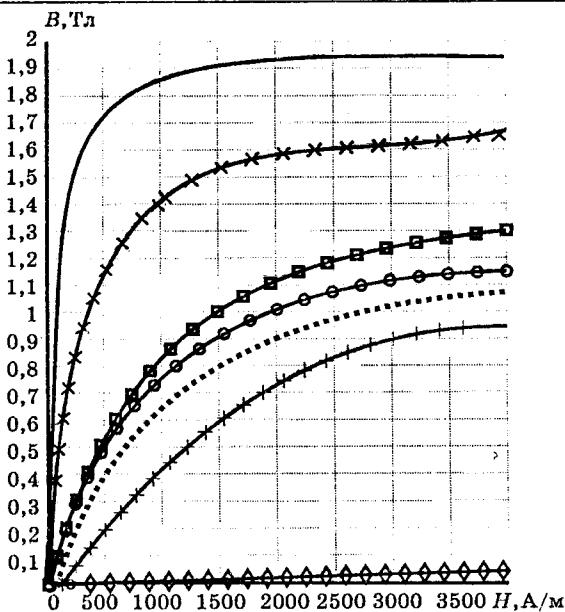


Рис.1. Кривые намагничивания различных магнитодиэлектрических материалов:

—×— ЖФ-1 (Р 1,5%); —□— ХМчеш (+0,3%);
 —○— ПЖ1Кчеш (+0,3%); ····· ПЖ1Кчеш
 (+0,4%); —+— ПЖ1К (+0,4%); —◇— армапла-
 ласт; —— сталь 3413

мальные температурные режимы. Естественно, что все эти факторы оказывают повышенное влияние на старение и надежность системы и ее элементов. Не рассматривая процессы износа приводных агрегатов и механической части синхронного генератора, данная статья затрагивает вопросы возникновения неисправностей, а главное — их устранения в сердечниках синхронных генераторов (СГ).

Основной причиной возникновения большинства аварий является старение изоляции СГ, но среди прочих встречаются повышенная влажность, загрязненность охлаждающего воздуха и неквалифицированность обслуживающего персонала. Вследствие этого наиболее частые аварии в обмотках и магнитопроводах синхронных генераторов — короткие замыкания. Разные по силе, они приводят к повреждению части обмотки или, в случае длительного КЗ, вызывают пожар в активной стали сердечника. При параллельной работе нескольких агрегатов также может иметь место перегрузка одного из агрегатов, приводящая к разрушению сердечников.

Кроме прочего, нарушение норм эксплуатации энергетических установок обслуживающим персоналом приводит к перенапряжениям в обмотке возбуждения и, как следствие, к разрушению магнитопровода ротора. В любом из перечисленных случаев возникает необходимость замены поврежденного генератора в целом или магнитопроводов в отдельности. Однако, как уже говорилось ранее, из-за труднодоступности расположения этих агрегатов их транспортировка на

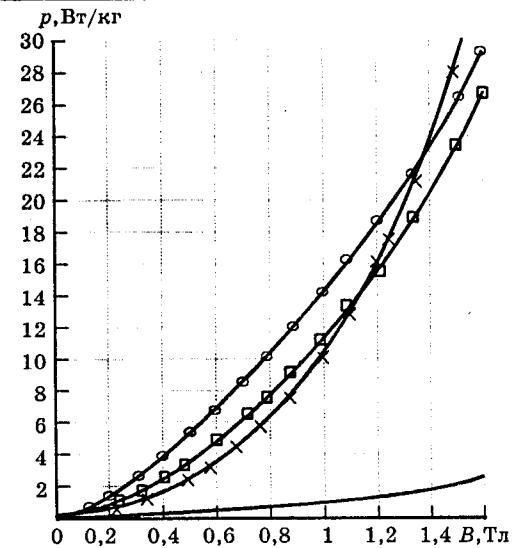


Рис.2. Удельные потери в магнитодиэлектриках:
 —○— семейство ПЖ1К; —×— ЖФ-1 (Р 1,5%);
 —□— ХМчеш (+0,3%); —— сталь 3413

специализированное ремонтное предприятие представляется очень сложной и дорогостоящей. Более простым решением будет выезд рабочей бригады на место аварии для по возможности наиболее полного устранения неисправностей.

Замена обмотки — хотя и очень трудоемкая, но все-таки хорошо описанная операция, не представляющая особой сложности в плане реализации. Существующие же на сегодня способы восстановления сердечников [1—4] можно разделить на две основные группы, соответствующие малым и значительным повреждениям магнитопроводов. При малых размерах зоны повреждения согласно нормам и правилам ремонт наиболее часто сводится к забиванию, после предварительной очистки, поврежденной области гетинаксом или другим материалом, а в некоторых случаях к вставке наборных зубцовых контуров из электротехнической стали, имеющих основание в виде «ласточкина хвоста». В противном случае рекомендуется полная замена пакетов стали. В то же время, существует целый ряд магнитодиэлектрических материалов (МДЭ), рекомендуемых техническими условиями (ТУ) для применения в электрических машинах в качестве материала магнитопровода.

Существующие магнитодиэлектрики имеют различные классы нагревостойкости, механические и магнитные свойства. На некоторые существуют ТУ. Так, для класса нагревостойкости В в качестве примера можно назвать тип ФМДМ (ТУ 16-739.256-8), для класса Н — Армапласт (ТУ 6-05-221-411-77), а для класса F — МДП. Для сравнения магнитных и электрических свойств различных магнитодиэлектрических материалов на рис.1 и 2 приведены кривые намаг-

ничивания и удельных потерь ряда таких материалов в сравнении со свойствами электротехнической стали марки 3413.

Как видно из характеристик, лучшим из рассматриваемых материалов является ЖФ-1 (Р 1,5% *), обладающий наименьшими удельными потерями и имеющий кривую намагничивания, весьма близкую к характеристике электротехнической стали. Технология его изготовления была разработана в Институте проблем материаловедения АН УССР. Изделия из такого железо-фосфорного сплава подвергают двойному прессованию и спеканию при температуре выше 1100°C в защитной среде. Добавки фосфора к железу увеличивают сопротивление сплава до 19 мкОм·см при 0,5% содержания фосфора и до 22 мкОм·см при 1% доле фосфора. В [5] приводятся результаты исследования сплава ЖФ-1 с различным содержанием фосфора. Для образцов с 1—1,5% фосфора при четырехчасовом спекании и температуре 1250°C с предварительной двухчасовой выдержкой при 900°C получено, что индукция при напряженности поля в 1000 А/м достигает значения $B_{10} = 1,2$ Тл, относительная магнитная проницаемость $\mu_m = 3500$, а удельные потери при индукции 1 Тл и промышленной частоте тока $p_{1,0/50} = 7 \div 10$ Вт/кг. Аналогичным образом показано, что введение в сплав кремния снижает удельные потери. Из полученного компаунда прессованием под давлением 700—1000 МПа производят сердечники различной формы объемом до 0,00002 м³.

Магнитомягкие композиционные материалы на основе чешуйчатых порошков (семейство ПЖ1К, ХМ(+0,3% **)) также имеют неплохие свойства. Как показано в [5], применение именно чешуйчатых железных порошков повышает магнитную индукцию на 12% при неизменной МДС. Удельные магнитные потери при использовании чешуйчатого порошка ПЖ1К с оптимальным содержанием связующего компонента составляют 14 Вт/кг при $B = 1$ Тл, а для чешуйчатого порошка типа ХМ — 11 Вт/кг.

Порошковый магнитомягкий композиционный материал представляет собой гетерогенную систему, состоящую из частиц порошка магнитомягкого сплава, прослоек твердого электроизоляционного вещества и пор между ними [6]. Исследования показывают, что удельное содержание связующей диэлектрической основы является важным показателем для МДЭ. Наиболее часто в качестве основы вводят эпоксидную смолу марок ЭД-5,6. Максимальная магнитная индукция (B_m) сильно зависит от количества введенной в смесь диэлектрической основы; так, при содержании смолы от 0,2 до 1% B_m резко умень-

шается. Очевидно, что с увеличением количества смолы растет удельное электрическое сопротивление; кроме того, увеличение наполнителя до 0,8—1% заметно улучшает механические свойства.

Наибольшим недостатком существующих современных магнитодиэлектриков являются их высокие удельные потери, составляющие 10—30 Вт/кг. Более подробную информацию по данным материалам можно получить в ОСТ 4.029.041-78, ОСТ 4 Г.0.029.231-83, а также в [5—7].

При выборе материала необходимо также рассматривать вопрос его технологичности. Все описанные МДЭ подходят для рассматриваемых целей, так как из них возможно изготовление зубцов магнитопровода статора С1 предварительным прессованием с последующей вклейкой в поврежденную область.

После проведения ремонта таким способом происходит изменение свойств магнитопровода электрической машины. Задача проводимых авторами исследований заключается в оценке изменения магнитного поля электрической машины, степени ее асимметрии и потери полезной мощности в результате проведения ремонтных работ. В качестве прототипа использовался бесщеточный синхронный генератор типа СБГ-2000 (1600 кВт, 400 В, 2887 А, 50 Гц, 1500 об/мин, $\cos \varphi = 0,8$).

Расчет распределения магнитного поля в СГ после ремонта выполнялся методом математического моделирования для режима холостого хода, в котором магнитопровод наиболее насыщен. Были получены кривые нормальной и тангенциальной составляющих магнитной индукции в воздушном зазоре. Моделирование велось для случая замены двух, трех и четырех зубцов статора на вставки из магнитодиэлектриков рассмотренных выше трех типов. Также рассматривался вариант удаления зубцов без какой-либо замены. На рис.3—5 представлены результаты этих расчетов. Как видно из приведенных данных, введение магнитомягкого вещества значительно улучшает кривую магнитной индукции, практически устранив ее провалы в поврежденных областях. Такое снижение не оказывает серьезного влияния на гармонический состав индукции в воздушном зазоре и, следовательно, на гармонический состав токов. На рис.6—8 представлены спектральные характеристики магнитной индукции в воздушном зазоре исправной машины и машины с аномальными областями в магнитопроводе. В гармоническом анализе использовались алгоритм и подпрограмма быстрого преобразования Фурье.

По результатам расчетов для рассмотренных случаев были построены кривые относительного уменьшения магнитного потока через полюсное

* Процент содержания фосфора в смеси.

** Здесь и далее в таком виде отображается процент содержания связующего диэлектрика в смеси.

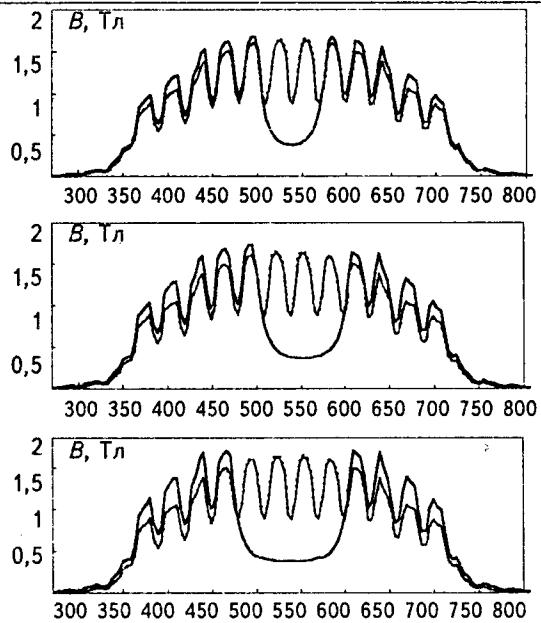


Рис.3. Нормальная составляющая индукции воздушного зазора при использовании ЖФ-1 (Р 1,5%):
 — неповрежденной машины; — при отсутствии двух (а); трех (б) и четырех (в) зубцов;
 - - - при использовании ЖФ-1 (Р 1,5%)

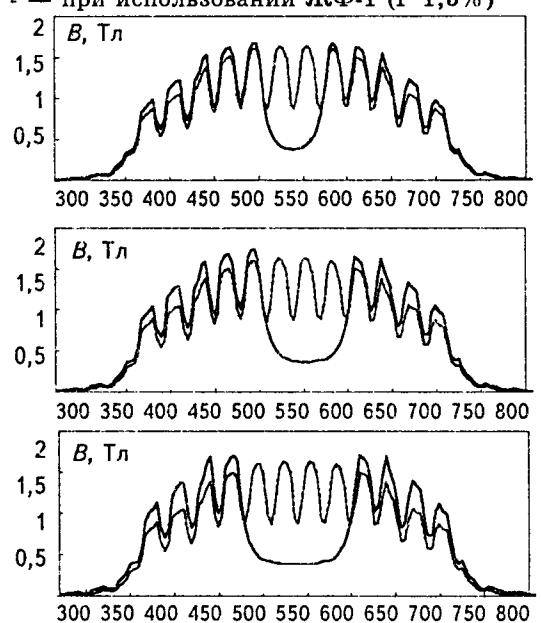


Рис.4. Нормальная составляющая индукции воздушного зазора при использовании ХМ (+0,3%):
 — неповрежденной машины; — при отсутствии двух (а); трех (б) и четырех (в) зубцов;
 - - - при использовании ХМ (+0,3%)

деление при различной протяженности поврежденной зоны. Ввиду крайней малости снижения потока (не более 0,2%) и ненаглядности представления расчетных данных, на графике представлена зависимость только для худшего из рассматриваемых материалов в сравнении со случаем отсутствующих зубцов. Как видно из рис.9, применение магнитодиэлектрических материалов практически устраняет уменьшение магнитного потока.

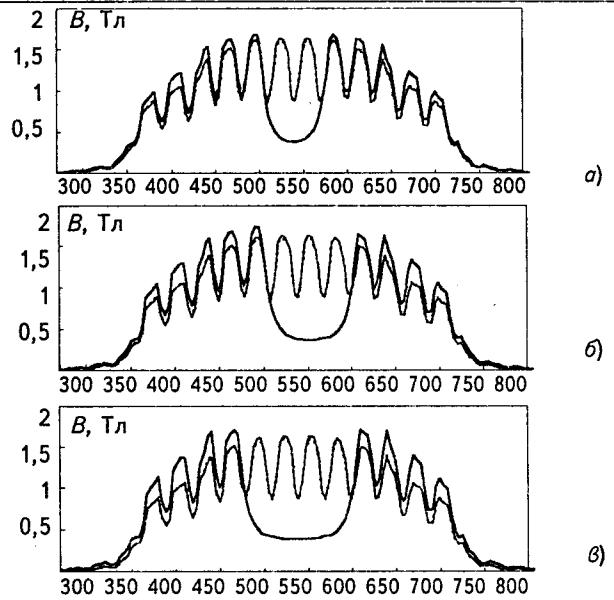


Рис.5. Нормальная составляющая индукции воздушного зазора при использовании ПЖ1К (+0,3%):
 — неповрежденной машины; — при отсутствии двух (а); трех (б) и четырех (в) зубцов;
 - - - при использовании ПЖ1К (+0,3%)

Все расчеты производились на персональном компьютере с процессором типа Pentium 150 в среде пакетов Elcut и MathCAD. Разработанная программа доступна для всех заинтересованных организаций.

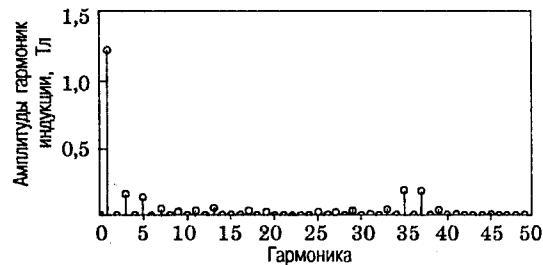


Рис.6. Спектр гармоник индукции неповрежденной машины

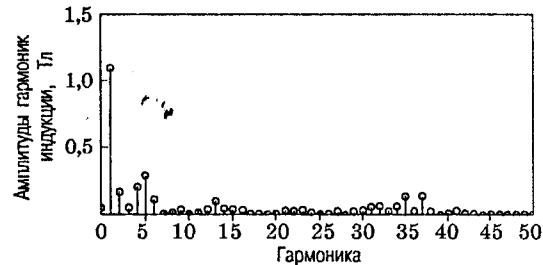


Рис.7. Спектр гармоник индукции при отсутствии четырех зубцов

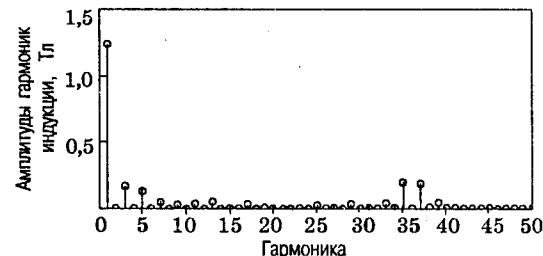


Рис.8. Спектр гармоник индукции машины при использовании ЖФ-1 (Р 1,5%)

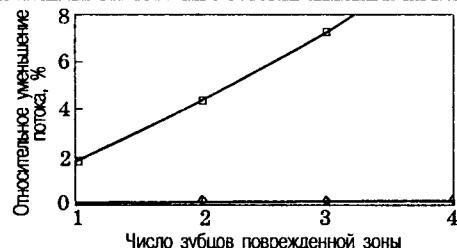


Рис.9. Относительное уменьшение потока на полюсном делении при разных размерах поврежденной зоны:
 ☐— при отсутствии зубцов; ◆— зубцы из ПЖ1Кчеш (+0,3%)

В настоящее время производится разработка методики и программы для определения параметров машины при данном типе несимметрии магнитной цепи, расчета ее статических и динамических характеристик, оценки качества генерируемой электроэнергии по показателям несинусоидальности и несимметричности ЭДС генератора. Кроме того, планируется отыскание критерия, позволяющего определить предельные размеры поврежденной зоны магнитопровода СГ, при которых синхронный генератор может быть восстановлен описанным методом. Подход, используемый в данной работе, может быть применен для анализа электрических машин других типов, имеющих несимметричные магнитопроводы, таких как линейные с разомкнутыми магнитными системами, выполненные из анизотропных или неоднородных материалов и др.

Список литературы

1. Антонов М.В., Акимова Н.А., Котеленец Н.Ф. Эксплуатация и ремонт электрических машин. М.: Высшая школа, 1989.
2. Справочник по ремонту турбогенераторов/Гурвич В.С., Гурьев И.Я., Каплуновский М.И. и др. М.: Энергия, 1978.
3. Маршак Е.Л. Ремонт электрических машин общепромышленного применения. М.: Энергия, 1972.
4. Южный Ю.Э. Ремонт сердечников электрических машин. М.: Энергия, 1976.
5. Троицкий В.А., Ролик А.И., Яковлев А.И. Магнитодиэлектрики в силовой электротехнике. Киев: Техника, 1983.
6. Лаансоо А. Порошковые магнитомягкие композиционные материалы для электромашиностроения. Таллинн, 1991.
7. Композиционные материалы. Справочник/Под ред. Д.М.Карпинова. Киев: Наукова Думка, 1985.

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

Попов Владимир Владимирович — аспирант кафедры электромеханики Московского энергетического института (МЭИ ТУ). В 1997 г. окончил Севастопольский государственный технический университет по специальности «Электрооборудование и автоматика судов».

Влияние криогенного охлаждения на работу индукционно-динамического двигателя с двойным якорем¹

БОЛЮХ В.Ф., канд.техн.наук

Харьковский ГПУ

Разработана математическая модель криогенно охлаждаемого индукционно-динамического двигателя с двойным якорем, учитывающая электрические и теплофизические нелинейные характеристики при возбуждении от источника постоянного тока или от емкостного накопителя энергии. Установлены основные закономерности протекания кратковременного рабочего процесса и особенности влияния жидкого азота на электродинамические и энергетические характеристики двигателя. Показано, что криогенное охлаждение более, чем в 2 раза повышает максимальное значение электродинамической силы при возбуждении от емкостного накопителя энергии и более, чем в 19 раз — при возбуждении от емкостного накопителя энергии.

Индукционно-динамический электродвигатель (ИДЭД) является одним из перспективных устройств, предназначенных для создания интенсивных импульсных нагрузок ударного типа [1,2]. Устройства ударного действия применяются в различных областях промышленности, например

обрабатывающей и горнорудной, в строительстве, сейсморазведке, на стендах для испытаний аппаратуры и устройств на механические перегрузки, в системах, обеспечивающих высокие стартовые ускорения на короткой разгонной базе, в научных исследованиях и др [3,4]. ИДЭД традиционной конструкции состоит из многовитковой

¹ Печатается в порядке обсуждения.

обмотки возбуждения и индуктивно взаимодействующего с ней якоря, выполненного, как правило, в виде коаксиально установленного токопроводящего диска [1,5]. При кратковременном подключении обмотки к накопителю энергии, в качестве которого используется заряженная батарея конденсаторов или малоиндуктивный генератор постоянного тока, например унипольярный, в якоре индуцируется вихревой ток и между массивным упором, взаимосвязанным с обмоткой возбуждения, и исполнительным элементом, взаимосвязанным с якорем, возникает электродинамическая сила отталкивания импульсного типа.

Один из путей повышения эффективности работы ИДЭД — применение новых конструктивных решений. Так, довольно интенсивно разрабатывается индукционно-динамический двигатель Coilgun, у которого статорная обмотка возбуждения выполняется в виде ряда коаксиально установленных с определенным шагом катушечных секций, поочередно подключаемых к секциям накопителя энергии по мере ускорения якоря с исполнительным элементом [6]. Однако такая конструкция вызывает существенное усложнение системы коммутации двигателя. Данная проблема устраняется в электродвигателе с двойным якорем, у которого установленная с возможностью осевого перемещения обмотка возбуждения, выполненная в виде плоской катушки, охвачена с противоположных торцевых сторон двумя коаксиальными дисковыми якорями — двойным якорем [7,8]. Один дисковый якорь в процессе работы, отталкиваясь от обмотки, воздействует на массивный упор, а второй якорь, отталкиваясь от обмотки в противоположную сторону, воздействует на исполнительный элемент, выполненный, например, в виде бойка.

Другой путь повышения ударных нагрузок индукционно-динамического двигателя состоит в изменении свойств токопроводящих элементов за счет многократного снижения сопротивления при криогенном охлаждении [9]. Речь идет о применении не сверхпроводников, обладающих нулевым сопротивлением при постоянном токе, но неустойчиво работающих в быстро изменяемых переходных режимах, к тому же дорогих и требующих специальных технологий и условий работы. Для этих задач целесообразны криорезистивные проводники, которые именно при импульсном режиме работы с малой продолжительностью включения способны выдерживать высокие электромагнитные нагрузки [10].

Влияние охлаждения жидким азотом — одного из наиболее доступных и безопасных криогенных хладагентов на работу ИДЭД традиционной конструкции исследовано в [11,12]. Рассмотрим влияние этого же хладогента на электродинамические и энергетические характеристи-

ки индукционно-динамического двигателя с двойным якорем, возбуждаемого либо от источника постоянного тока (ИПТ), либо от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ). Будем считать, что противодействующая нагрузка для исполнительного элемента двигателя велика, а значит перемещения якоря относительно обмотки из-за инерционности подвижных элементов в течение короткого рабочего цикла практически не происходит. В этом случае электрические процессы в активных элементах ИДЭД — обмотке возбуждения и двух якорях можно описать системой нелинейных уравнений:

$$(R_0 + R_1)i_1 + (L_0 + L_1) \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} = U_0; \quad (1)$$

$$(R_0 + R_1)i_1 + (L_0 + L_1) \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} = 0; \quad (2)$$

$$R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{1n} \frac{di_1}{dt} + M_{nm} \frac{di_m}{dt} = 0, \quad (3)$$

где R_0 , L_0 — сопротивление и индуктивность первичной цепи возбуждения; i_1 , R_1 , L_1 — ток, сопротивление и индуктивность обмотки возбуждения; $n=2,3$ — индексы якорей; $m=3,2$; i_n , R_n , L_n — ток, сопротивление и индуктивность n -го якоря; M_{12} , M_{13} , M_{23} — коэффициент взаимоиндуктивности между соответствующими активными элементами; U_0 — напряжение холостого хода ИПТ и напряжение заряда ЕНЭ, обладающего емкостью C .

Нелинейность данной системы обусловлена сильно проявляющимся при криогенных температурах зависимостями сопротивлений обмотки и якоря от нагрева протекающим током и от возбуждаемого при этом магнитного поля из-за магниторезистивного эффекта [9,11]. Уравнения (1) и (3) описывают переходные электрические процессы при возбуждении двигателя с двойным якорем от ИПТ, а уравнения (2) и (3) — при возбуждении от ЕНЭ.

Совместное решение уравнений (1) и (3) позволяет свести их к одному дифференциальному уравнению:

$$a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 i_1 = U_0, \quad (4)$$

где $a_0 = R_0 + R_1$; $a_1 = L_0 + L_1 + (R_0 + R_1)(\sigma_2 + \sigma_3)$;

$a_2 = (R_0 + R_1)\gamma_1\sigma_2\sigma_3 + (L_0 + L_1)(\sigma_2\gamma_2 + \sigma_3\gamma_3)$;

$a_3 = (L_0 + L_1)\lambda\sigma_2\sigma_3$; $\sigma_k = L_k/R_k$; $k = 1, 2, 3$;

$\gamma_1 = 1 - K_{23}^2$; $\gamma_2 = 1 - K_{12}^2$; $\gamma_3 = 1 - K_{13}^2$;

$\lambda = 1 + 2K_{12}K_{13}K_{23} - K_{12}^2 - K_{13}^2 - K_{23}^2$;

$K_{1n} = M_{1n}/[(L_0 + L_1)L_n]^{-0.5}$; $K_{nm} = M_{nm}/(L_n L_m)^{-0.5}$.

Решение для токов в обмотке возбуждения и в якорях имеет вид:

$$i_1(t) = \frac{U_0}{R_0 + R_1} - \frac{U_0}{\delta} \left\{ \frac{\beta_1 \alpha_2 \alpha_3 + \beta_2 \alpha_1 \alpha_3 + \beta_3 \alpha_1 \alpha_2}{R_0 + R_1} + \right. \\ \left. + \frac{\gamma_1}{\lambda(L_0 + L_1)} [\beta_1(\alpha_2 + \alpha_3) + \beta_2(\alpha_1 + \alpha_3) + \right. \\ \left. + \beta_3(\alpha_1 + \alpha_2)] + \frac{\beta_1 + \beta_2 + \beta_3}{\lambda^2(L_0 + L_1)} \left(\frac{\gamma_1^2}{\sigma_1} + \frac{\epsilon_2^2}{\sigma_2} + \frac{\epsilon_3^2}{\sigma_3} \right) \right\}, \quad (5)$$

$$i_n(t) = -\frac{U_0}{\lambda \delta \sqrt{(L_0 + L_1)L_n}} \left\{ \frac{\beta_1 + \beta_2 + \beta_3}{\lambda} \left[\epsilon_n \left(\frac{\gamma_1}{\sigma_1} + \frac{\gamma_m}{\sigma_n} \right) + \right. \right. \\ \left. + \frac{\epsilon_1 \epsilon_m}{\sigma_m} \right] + \beta_1(\alpha_n + \alpha_m) + \beta_n(\alpha_1 + \alpha_m) + \beta_m(\alpha_1 + \alpha_n) \right\}, \quad (6)$$

где $\delta = \alpha_1^2(\alpha_3 - \alpha_2) + \alpha_2^2(\alpha_1 - \alpha_3) + \alpha_3^2(\alpha_2 - \alpha_1)$;
 $\beta_1 = (\alpha_3 - \alpha_2)\exp(\alpha_1 t)$; $\beta_2 = (\alpha_1 - \alpha_3)\exp(\alpha_2 t)$;
 $\beta_3 = (\alpha_2 - \alpha_1)\exp(\alpha_3 t)$; $\epsilon_1 = K_{12}K_{13} - K_{23}$;
 $\epsilon_2 = K_{13}K_{23} - K_{12}$; $\epsilon_3 = K_{12}K_{23} - K_{13}$; α_k — корни кубического характеристического уравнения

$$a_3 \alpha^3 + a_2 \alpha^2 + a_1 \alpha + a_0 = 0,$$

равные [10]

$$\alpha_k = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{a_2^2 - 3a_1a_3}}{a_3} \cos \left(\frac{\varphi}{3} + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) - \frac{a_2}{3a_3};$$

$$\varphi = \arccos \left(\frac{4,5 \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 - 13,5 \alpha_0 \alpha_3^2 - \alpha_2^3}{(a_2^2 - 3a_1a_3)^{1,5}} \right).$$

Совместное решение уравнений (2) и (3) позволяет свести их к дифференциальному уравнению четвертого порядка

$$p_4 \frac{d^4 i_1}{dt^4} + p_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + p_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + p_1 \frac{di_1}{dt} + p_0 = 0, \quad (7)$$

где $p_4 = (L_0 + L_1)\lambda \sigma_2 \sigma_3$; $p_3 = (R_0 + R_1)\sigma_2 \sigma_3 \gamma_1 + (L_0 + L_1)(\sigma_2 \gamma_2 + \sigma_3 \gamma_3)$; $p_2 = L_0 + L_1 + (R_0 + R_1)(\sigma_2 + \sigma_3) + \sigma_2 \sigma_3 \gamma_1 / C$; $p_1 = R_0 + R_1 + (\sigma_2 + \sigma_3) / C$; $p_0 = C^{-1}$.

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения (7)

$$p_4 x^4 + p_3 x^3 + p_2 x^2 + p_1 x + p_0 = 0 \quad (8)$$

переводится в приведенное, которое имеет кубическую резольвенту

$$y^3 + q_1 y^2 + q_2 y - q_3^2 = 0,$$

где $q_1 = 2p_2/p_4 - 0,75p_3^2/p_4^2$;

$$q_2 = 3 \left(\frac{p_3}{2p_4} \right)^4 - \frac{p_2 p_3^2}{p_4^3} + \frac{p_1 p_3 + p_2^2}{p_4^2} - 4 \frac{p_0}{p_4};$$

$$q_3 = \left(\frac{p_3}{2p_4} \right)^3 - \frac{p_2 p_3}{2p_4^2} + \frac{p_1}{p_4}.$$

Так как дискриминант резольвенты для реальных параметров рассматриваемого ИДЭД больше нуля, то уравнение (8) имеет два действительных и два комплексно сопряженных корня:

$$x_{1,2} = 0,5\sqrt{y_1} - 0,25 p_3/p_4 \pm \sqrt{0,5(\epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + \chi^2})}; \quad x_{3,4} = \zeta \pm j\xi,$$

$$\text{где } y_1 = \sqrt[3]{-0,5v + \sqrt{D}} + \sqrt[3]{-0,5v - \sqrt{D}} - q_1/3;$$

$$\zeta = 0,5\sqrt{y_1} - 0,25 p_3/p_4; \quad \xi = \sqrt{0,5(\sqrt{\epsilon^2 + \chi^2} - \epsilon)};$$

$$v = 2 \left(\frac{q_1}{3} \right)^3 - \frac{q_1 q_2}{3} - q_3^2; \quad D = \left(\frac{q_2}{3} - \frac{q_1^2}{9} \right)^3 - \frac{v^2}{4};$$

$$\epsilon = -0,5 \left(\sqrt[3]{-0,5v + \sqrt{D}} + \sqrt[3]{-0,5v - \sqrt{D}} \right) - q_1/3;$$

$$\chi = 0,5\sqrt{3} \left(\sqrt[3]{-0,5v + \sqrt{D}} - \sqrt[3]{-0,5v - \sqrt{D}} \right).$$

Если корни x_1 , x_2 действительны и различны, то токи в k -м активном элементе

$$i_k(t) = \frac{U_0 \{ A_{k1} e^{x_1 t} + A_{k2} e^{x_2 t} + e^{\zeta t} [A_{k3} \cos(\zeta t) + A_{k4} \sin(\zeta t)] \}}{\lambda [x_1 x_2 (\omega - 2\zeta \xi + x_1 x_2) + \tau (\nu + \tau - 2\zeta \xi)]}, \quad (9)$$

$$\text{где } \nu = x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2; \quad \tau = \zeta^2 + \xi^2; \quad \zeta = x_1 + x_2;$$

$$\omega = 3\zeta^2 - \xi^2; \quad A_{k1} = \{ \Sigma_k [x_2^2 (\omega - 2\zeta x_2) - \tau] + \Lambda_k [2\zeta \tau - x_2 (\omega - x_2^2)] - \Theta_k [(\zeta - x_2)^2 + \xi^2] \} (x_2 - \xi)^{-1};$$

$$A_{k2} = \{ \Sigma_k [\tau^2 + x_1^2 (2x_1 \zeta - \omega)] + \Lambda_k (x_1 \omega - 2\zeta \tau) + \Theta_k (\tau - 2\zeta x_1) \} (x_2 - \xi)^{-1};$$

$$A_{k3} = \Sigma_k [2\zeta \nu - \zeta \omega] + \Lambda_k (\omega - \nu) + \Theta_k (\zeta - 2\zeta);$$

$$A_{k4} = \{ \Sigma_k [\nu(\xi^2 - \zeta^2) + \zeta(\zeta^2 - 3\zeta \xi^2) + x_1^2 x_2^2] + \Lambda_k (\nu \zeta - x_1 x_2 \zeta + 3\zeta \xi^2 - \zeta^3) + \Theta_k (\zeta^2 - \xi^2 + x_1 x_2 - \zeta \xi) \} \xi^{-1};$$

$$\Sigma_1 = \frac{\gamma_1}{L_0 + L_1}; \quad \Sigma_n = \frac{\epsilon_n}{\sqrt{(L_0 + L_1)L_n}};$$

$$\Lambda_1 = \frac{1}{\lambda(L_0 + L_1)} \left(\frac{\gamma_1^2}{\sigma_1} + \frac{\epsilon_2^2}{\sigma_2} + \frac{\epsilon_3^2}{\sigma_3} \right);$$

$$\Lambda_n = \frac{1}{\lambda \sqrt{(L_0 + L_1)L_n}} \left[\epsilon_n \left(\frac{\gamma_1}{\sigma_1} + \frac{\gamma_m}{\sigma_n} \right) + \epsilon_1 \frac{\epsilon_m}{\sigma_m} \right];$$

$$\Theta_1 = \frac{1}{\lambda^2(L_0 + L_1)} \left[\frac{\gamma_1}{\sigma_1} \left(\frac{\gamma_1^2}{\sigma_1} + 2 \frac{\epsilon_3^2}{\sigma_3} \right) + \frac{\epsilon_2^2}{\sigma_2} \left(\frac{\gamma_3}{\sigma_2} + 2 \frac{\gamma_1}{\sigma_1} \right) + \frac{\epsilon_3}{\sigma_3} \left(\gamma_2 \frac{\epsilon_3}{\sigma_3} + 2 \epsilon_1 \frac{\epsilon_2}{\sigma_2} \right) + \frac{\lambda \gamma_1^2}{C(L_0 + L_1)} \right];$$

$$\Theta_n = \frac{1}{\lambda^2 \sqrt{(L_0 + L_1)L_n}} \left[\epsilon_n \left(\frac{\gamma_1^2}{\sigma_1^2} + \frac{\gamma_m^2}{\sigma_n^2} \right) + \frac{\gamma_n \epsilon_1 \epsilon_m}{\sigma_m^2} + \frac{\lambda \epsilon_n \gamma_1}{C(L_0 + L_1)} + \frac{\epsilon_n (\epsilon_n^2 + \gamma_1 \gamma_m)}{\sigma_1 \sigma_n} + \frac{\epsilon_m (\epsilon_n \epsilon_m + \gamma_1 \epsilon_1)}{\sigma_1 \sigma_m} + \frac{\epsilon_1 (\gamma_m \epsilon_m + \epsilon_1 \epsilon_n)}{\sigma_n \sigma_m} \right].$$

При криогенных температурах для медной обмотки и якоря функциональные зависимости удельного сопротивления ρ от температуры T и магнитного поля B можно представить в виде [13]

$$\rho(T) = -3,41 \cdot 10^{-9} + 7,2 \cdot 10^{-11} T; \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \lg \left(\frac{\rho(T, B)}{\rho(T)} - 1 \right) = -6,821 + 2,537 \lg \left(\frac{1,668 \cdot 10^{-7} B}{\rho(T)} \right) - \\ - 0,1853 \lg^2 \left(\frac{1,668 \cdot 10^{-7} B}{\rho(T)} \right). \end{aligned} \quad (11)$$

Распределенная по сечению обмотки температура находится в цилиндрической системе координат $\{r, \phi, z\}$ с использованием нелинейного уравнения [8]

$$c(T) \gamma_w^* \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + j_1^2(t) K_w \rho(T, B), \quad (12)$$

где $c(T)$ — удельная теплоемкость; γ_w^* — усредненная плотность обмотки; λ_w — коэффициент теплопроводности обмотки; $j_1(t)$ — плотность тока в обмотке; K_w — коэффициент заполнения обмотки.

Уравнение (12) решается методом прогонки с использованием граничных условий третьего рода на охлаждаемых поверхностях и четвертого рода — границах соприкосновения обмотки с якорем. Результирующее магнитное поле электродвигателя из-за магниторезистивного эффекта и токового нагрева вызывает неравномерную плотность тепловых источников по сечению обмотки.

Удельная теплоемкость обмотки, включающей проводники, изоляцию и пропиточный компаунд, определяется методом эффективной среды [14]

$$c(T) = V_p c_p + V_i c_i + (1 - V_p - V_i) c_k, \quad (13)$$

где V_p , V_i — объемное содержание проводника и изоляции; c_p , c_i , c_k — коэффициенты теплоемкости проводника, изоляции и компаунда.

Для медного проводника при азотном охлаждении теплоемкость зависит от температуры [13]:

$$\begin{aligned} c_i = -1,6603 - 0,0545 \lg T + 1,742 \lg^2 T - \\ - 0,8621 \lg^3 T + 0,1221 \lg^4 T. \end{aligned} \quad (14)$$

Коэффициент теплопроводности обмотки в поперечном сечении вдоль соответствующих осей [15]

$$\lambda_w = \frac{\lambda_p \lambda_i \lambda_k (h_p + 2h_i + h_k)}{h_p \lambda_i \lambda_k + 2h_i \lambda_p \lambda_k + h_k \lambda_p \lambda_i}, \quad (15)$$

где λ_p , λ_i , λ_k — коэффициенты теплопроводности проводника, изоляции и компаунда; h_p , h_i , h_k — толщина проводника, изоляции и компаунда в соответствующем направлении.

Поскольку работа ИДЭД 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

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

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

$$q_{k2} \approx q_{k1} \sqrt{\gamma_a / \gamma_b}, \quad (17)$$

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

На основании полученных выражений и используемых нелинейных зависимостей разработана программа для ЭВМ по расчету электродинамических и энергетических характеристик индукционно-динамического двигателя с двойным якорем при учете условий функционирования. Рассмотрим влияние охлаждения жидким азотом на работу исследуемого электродвигателя при возбуждении от емкостного накопителя энергии или от источника постоянного тока. Обмотка возбуждения двигателя намотана в четыре ряда из медной шины сечением 1×3 мм² и содержит 240 витков, пропитанных под вакуумом эпоксидным компаундом. Толщина обмотки составляет 24 мм, ее внутренний и наружный диаметры, соответственно 20 и 160 мм. Оба коаксиально расположенных медных диска якоря контактируют с противоположными торцевыми сторонами обмотки через 1 мм слой изоляции и имеют аналогичные радиальные размеры, но различную толщину: первый якорный диск — 5 мм, а второй — 2,5 мм.

Емкостной накопитель заряжается до напряжения 1,5 кВ и имеет емкость 500 мкФ. Источник постоянного тока создает 0,5 кВ в режиме ХХ. В качестве критериев эффективности работы двигателя используем аксиально направленные электродинамические усилия (ЭДУ) отталкивания, действующие между двумя дисками якоря,

$$f(t) = i_1(t) \left(i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz} + i_3(t) \frac{dM_{13}}{dz} \right) - 2i_2(t) i_3(t) \frac{dM_{23}}{dz},$$

энергию тепловыделений

$$w_k(t) = \int_0^t i_k^2(t) R_k(T, B) dt$$

и нагрев

$$\theta_k(t) = T_k^*(t) - T_0,$$

где $T_k^*(t)$ — усредненная по сечению температура k -го элемента; T_0 — начальная температура.

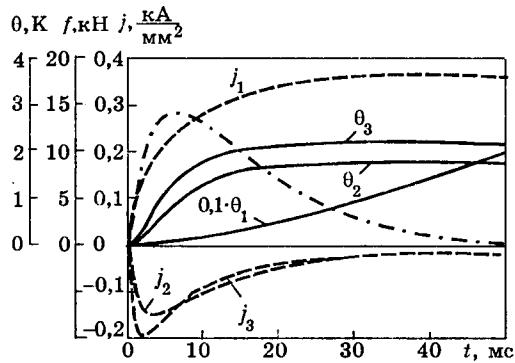


Рис.1. Характеристики работающего при комнатной температуре двигателя с возбуждением от ИПТ

Рассмотрим работу ИДЭД с двойным якорем при комнатной температуре ($T_0=296$ К) и при охлаждении жидким азотом ($T_0=77$ К). На рис.1 показан характер изменения плотности тока j_k и температуры нагрева θ_k обмотки возбуждения, первого (5 мм) и второго (2,5 мм) дисков якоря, имеющих индексы, соответственно $k=1,2,3$, а также развиваемых ЭДУ при подключении на 50 мс к источнику постоянного тока при комнатной температуре. Из-за индукционного действия токи в обоих дисках двойного якоря имеют ярко выраженный импульсный характер с практически совпадающими во времени амплитудами, что и обуславливает пиковый характер электродинамической силы, развиваемой двигателем. Поскольку ток в обмотке возбуждения нарастает до высокой плотности, то ее температура стремительно растет. Температура же в дисках якоря выходит на насыщение и практически на порядок ниже, чем в обмотке в конце рассматриваемого интервала.

Охлаждение жидким азотом обмотки возбуждения и двойного якоря значительно меняет характеристики этого двигателя (рис.2). Из-за повышенного значения постоянной времени токи в обмотке и элементах двойного якоря вырастают до больших значений, но за большее время. Если в «теплом» двигателе при отсутствии криогенного охлаждения амплитуды токов в дисках 2,5 и 5 мм достигаются соответственно за 2 и 4 мс, то в «криогенном» двигателе с азотным охлаждени-

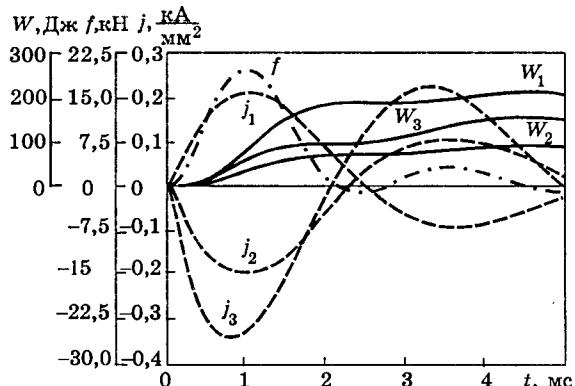
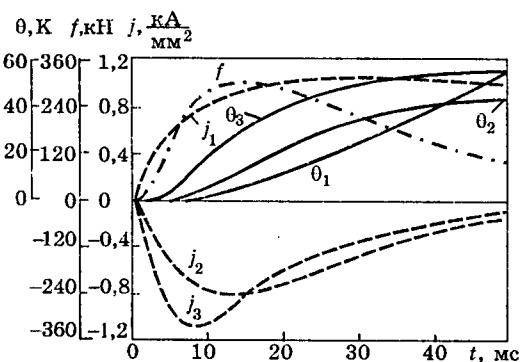


Рис.3. Характеристики работающего при комнатной температуре двигателя с возбуждением от ЕНЭ

ем эти амплитуды достигаются за 8,5 и 14 мс, соответственно. Ток в обмотке возбуждения также нарастает до большего значения и более плавно по сравнению с «теплым» двигателем. Однако после 30 мс, достигнув максимума, ток в обмотке начинает понижаться из-за возрастающего сопротивления, вызванного магниторезистивным эффектом и токовым нагревом.

По сравнению с «теплым» двигателем повышается нагрев токовых элементов двигателя, причем на рассматриваемом интервале для всех элементов он одного порядка. Криогенное охлаждение значительно увеличивает амплитуду ЭДУ и смещает ее во времени с 6 до 15 мс. Вследствие этого для «криогенного» двигателя можно увеличить время эффективной работы и свыше 50 мс, так как при этом значение силы еще остается значительным и даже в несколько раз превосходит пик ЭДУ «теплого» двигателя, в то время как для последнего это нецелесообразно.

Рассмотрим, как влияет криогенное охлаждение жидким азотом на этот же двигатель, но возбуждаемый от ЕНЭ. В «теплом» электродвигателе токи в обмотке возбуждения и обоих дисках якоря приобретают ярко выраженный колебательно затухающий характер (рис.3). Из-за фазового сдвига между токами в ИДЭД в интервале 2,1—2,6 мс между якорями действует «паразитная» притягивающая электродинамическая сила. Практически в этом двигателе эффективен лишь первый пик силы, поскольку второй пик силы отталкивания не превышает и 21% первого. Если в «теплом» двигателе с возбуждением от ИПТ отношение амплитуд плотностей токов в дисках якоря $K_j=j_3/j_2=1,31$, то при возбуждении от ЕНЭ оно достигает уже $K_j=1,75$. Несмотря на то, что в обмотке возбуждения выделяется наибольшая энергия, нагрев ее наименьший и не превышает 0,3 К, что указывает на менее острые проблемы термического характера (термомеханические напряжения, время восстановления исходной температуры и др.), чем в двигателе, возбуждаемом от ИПТ.

При охлаждении жидким азотом характер процессов в ИДЭД с ЕНЭ претерпевает измене-

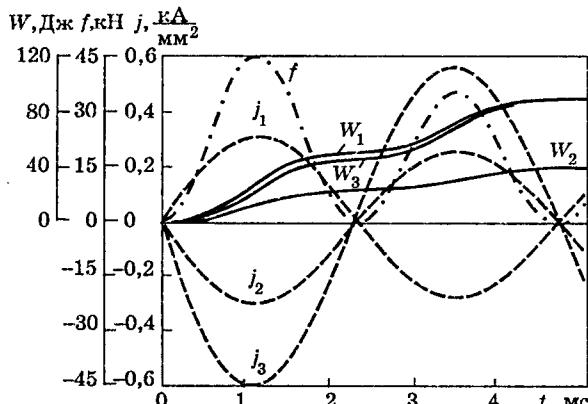


Рис.4. Характеристики работающего при температуре жидкого азота двигателя с возбуждением от ЕНЭ

ния (рис.4). Длительность первого полупериода тока обмотки снижается с 2,5 до 2,3 мс, длительность тока в диске 5 мм якоря сохраняется равной 2,3 мс, а в диске 2,5 мм — увеличивается с 2,0 до 2,25 мс. Уменьшение фазового сдвига между токами устраняет «паразитную» силу притяжения. Понижение температуры, кроме того, повышает добротность системы возбуждения электродвигателя, заметно снижая ее затухающий характер. Вследствие этого второй пик силы отталкивания остается существенным и составляет 78% первого, что практически в 2 раза выше основного пика «теплого» двигателя. Повышение амплитуды токов в дисках якоря также неодинаково и составляет $K_f=2,02$. Криогенное охлаждение ИДЭД с ЕНЭ, в отличие от варианта с возбуждением от ИПТ, уменьшает энергию тепловыделений во всех токовых элементах двигателя, причем и в обмотке и в диске 2,5 мм якоря процесс выделения энергии протекает практически одинаково.

Динамику изменения максимальных значений ЭДУ, плотностей тока и температур в обмотке и дисках якоря в зависимости от начальной температуры иллюстрирует рис.5 для двигателя с емкостным возбуждением и рис.6 — для двигателя с возбуждением от ИПТ. В первом случае понижение температуры увеличивает амплитуды токов, особенно сильно в наиболее тонком диске якоря. Однако это обстоятельство, вызывая повышение амплитуды ЭДУ, обусловливает рост температуры нагрева лишь до определенной начальной температуры (120—170 К); при дальнейшем понижении T_0 нагрев обмотки и якоря уменьшается. Таким образом, в области азотных температур развиваемое двигателем ЭДУ максимально, а разогрев обмотки и якоря — незначителен.

В табл.1 представлены значения максимальных токов i_{mk*} , энергии тепловыделений W_{k*} и температур нагрева θ_{k*} на рассматриваемых интервалах работы в k -х активных элементах двигателя, а также развиваемых максимальной f_{m*} и усредненной f_{0*} значений ЭДУ при $T_0=77$ К, отнесенные к значениям, полученным при работе двигателя при $T_0=296$ К. Криогенное охлаж-

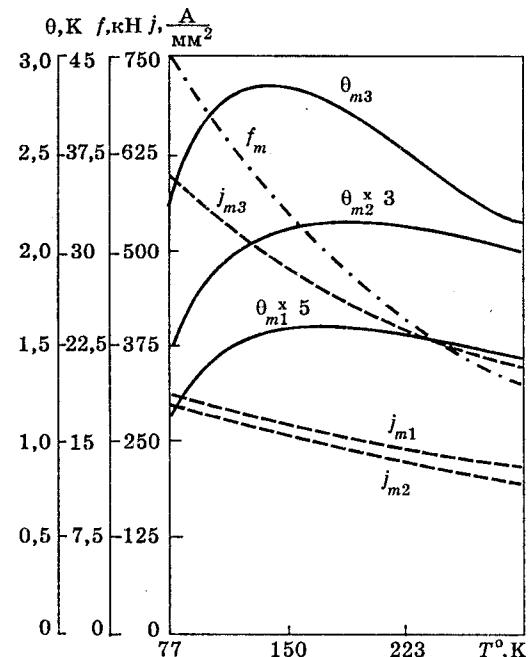


Рис.5. Изменение параметров двигателя, возбуждаемого от ИПТ, в зависимости от начальной температуры

дение повышает усредненную силу в ИДЭД с ЕНЭ в 3,5 раза, а в ИДЭД с ИПТ — в 27 раз. Однако, если в двигателе с ЕНЭ тепловыделения и рост температуры понижаются, то в двигателе с ИПТ эти показатели, особенно в двойном якоре, — многократно растут.

Оценить эффективность ИДЭД с двойным якорем по отношению к традиционному двигателю с одним дисковым якорем 5 мм и аналогичными остальными размерами можно с помощью табл.2. При возбуждении от ЕНЭ двигатель с двойным якорем и азотном охлаждении ЭДУ повышаются в большей степени, чем при комнатной температуре, однако при этом и более существен рост тепловыделений и нагрев токовых элементов. При возбуждении же от ИПТ указанные соотношения иные: рост ЭДУ, тепловыделений и нагрева происходит в большей степени при комнатной температуре, чем при азотной, по сравнению с традиционным ИДЭД. Однако во всех предоставленных вариантах двигатель с двойным якорем развивает более высокие электродинамические силы, что показывает его перспективность.

Для проверки основных положений математической модели и результатов численных расчетов на ЭВМ были проведены экспериментальные испытания индукционно-динамического двигателя с двойным якорем при кратковременном возбуждении от генератора постоянного тока и заряженной батареи конденсаторов с использованием жидкого азота и специального криостата, выполненного из стеклотекстолита и пенопласта. При экспериментальных исследованиях регистрировались токи в обмотке возбуждения, нагрев обмотки и дисков якоря, а также электродинамические силы отталкивания, развиваемые между массивным упором и исполнительным

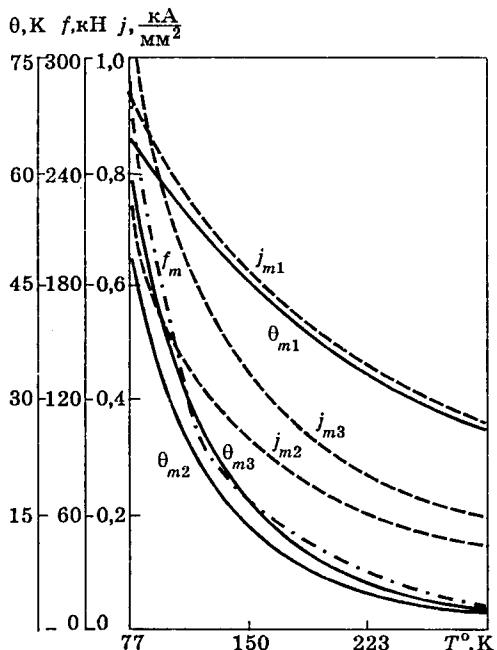


Рис.6. Изменение параметров двигателя, возбуждаемого от ЕНЭ, в зависимости от начальной температуры

элементом. В целом результаты испытаний подтвердили основные теоретические соотношения и находятся в удовлетворительном согласии с результатами численного расчета на ЭВМ быстропротекающих рабочих процессов исследуемого двигателя в различных условиях.

Выводы

1. Разработана математическая модель индукционно-динамического двигателя с двойным якорем и криогенным охлаждением при возбуждении от источника постоянного тока или от емкостного накопителя энергии.

2. Установлены закономерности протекания быстропротекающего рабочего процесса и особенности, которые оказывает криогенное охлаждение токовых элементов двигателя на его электродинамические и энергетические характеристики.

3. Показано, что при возбуждении от емкостного накопителя энергии охлаждение жидким азотом более чем в 2 раза повышает максимальную и более чем в 3,5 раза усредненную электродинамическую силу отталкивания; при возбуждении от источника постоянного тока эти показатели повышаются соответственно в 19 и 27 раз.

Список литературы

1. Васьковский Ю.Н., Рогач С.М., Чемерис В.Т. Математическое моделирование индукционно-динамического ударного двигателя//Техническая электродинамика. 1984. № 4. С.42—48.

2. Данько В.Г., Болюх В.Ф., Милых В.И. Разработка некоторых видов нетрадиционных электромеханических преобразователей энергии//Proceedings of the 3rd International scientific and technical conference «Unconventional electromechanical and electrical systems». 19—21 September 1997. Alushta. The Crimea Ukraine — Szczecin, 1997. Vol.2. P.201—212.

3. Ашавский А.М., Вольперт А.Я., Шейнбаум В.С. Силовые импульсные системы. М.: Машиностроение, 1978.

Таблица 1

Параметр	Источник возбуждения	
	ЕНЭ	ИПТ
i_{m1}^*	1,453	2,625
i_{m2}^*	1,512	5,207
i_{m3}^*	1,746	5,339
W_1^*	0,397	1,542
W_2^*	0,375	11,888
W_3^*	0,526	12,851
θ_1^*	0,793	2,503
θ_2^*	0,745	20,000
θ_3^*	1,030	20,926
f_m^*	2,294	19,342
f_0^*	3,533	27,850

Таблица 2

Параметр	Источник возбуждения	
	ЕНЭ	ИПТ
T_0 , К	296	77
i_{m1}^*	1,077	1,247
i_{m2}^*	0,844	0,873
W_1^*	0,856	1,281
W_{2+3}^*	1,286	1,952
θ_1^*	0,846	1,263
θ_2^*	0,496	0,604
f_m^*	1,314	1,628
f_0^*	0,913	1,326
	296	77
	296	77

4. Driga M.D., Weldon W.F., Woodson H.H. Electromagnetic induction launchers//IEEE Transactions on Magnetics. 1986. Vol. 22, № 6. P.1453—1458.

5. А.с. 1220067 СССР, МКИ Н02К 33/02. Индукционно-динамический привод/А.Б.Лашевич//Открытия. Изобретения. 1986. № 11.

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

7. Пат. 2091971 РФ, МКИ Н02К 41/025. Линейный индукционный электродвигатель ударного действия/В.Ф.Болюх, А.М.Марков, В.Ф.Лучук, И.С.Щукин//Открытия. Изобретения. 1997. № 27.

8. Болюх В.Ф. Электродинамические процессы в линейном импульсно-индукционном двигателе с подвижной криорезистивной обмоткой возбуждения//Электротехника. 1999. № 2. С.3—10.

9. Болюх В.Ф. Электромеханическое взаимодействие короткозамкнутого контура и криорезистивной обмотки, возбуждаемой от емкостного накопителя//Электричество. 1994. № 8. С.40—46.

10. Болюх В.Ф. Возбуждение криорезистивной обмотки от емкостного накопителя при наличии магнитосвязанного контура//Электричество. 1993. № 9. С.30—34.

11. Болюх В.Ф. Электродинамическое взаимодействие криорезистивной обмотки возбуждения с индуктивно связанным контуром//Техническая электродинамика. 1993. № 1. С.6—12.

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

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

14. Коренблит И.Я., Шеффнер Е.Ф. Ферромагнетизм неупорядоченных систем//Успехи физических наук. 1978. Т.126, № 2. С.233—268.

15. Леквекшили И.И. Влияние параметров композитных проводников и условий охлаждения сверхпроводящих обмоток возбуждения униполярных машин на скорость заведения транспортного тока//Сверхпроводниковые электротехнические устройства. Л.: ВНИИэлектромаш, 1989. С.132—141.

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 электромеханических преобразователей энергии. Автор 43 научных статей и 67 изобретений в области криогенных электрических машин.

Математическая модель многополюсных синхронных машин с зубцовыми обмотками с амплитудно-модулированным полем

ШЕВЧЕНКО А.Ф., канд.техн.наук, доцент

Новосибирский ГТУ

Предложена математическая модель многополюсных электрических машин с зубцовыми дробными обмотками. Рассмотрена работа двигателей с зубцовыми обмотками — синхронных с постоянными магнитами, с электромагнитной редукцией частоты вращения, с катящимся и волновым ротором, индукторных с аксиальным возбуждением с единых позиций общей теории электрических машин.

Многофазные зубцовые обмотки известны давно. Они нашли применение в двигателях с катящимся ротором с пульсирующим потоком [1], в волновых электродвигателях с «расщепленным» магнитным потоком фазы [2], в двигателях с электромагнитной редукцией частоты вращения [3,4]. Известно применение обмоток с зубцовыми обмотками в индукторных генераторах [5], а также в многополюсных асинхронных двигателях [6].

В различных литературных источниках эти обмотки имеют различное название — расщепленные [1], многозонные [3], сосредоточенные и т.д. Если рассматривать такие обмотки с общих позиций электрических машин, то они полностью подпадают под класс дробных обмоток с $q < 1$.

Целью данной работы является создание обобщенной математической модели электрических машин с зубцовыми обмотками, позволяющей рассматривать их все с единых позиций общей теории электрических машин.

Анализ дробных обмоток и методы их построения приведены в [6, 7]. Основное внимание в этих работах и все рекомендации даны для дробных обмоток с $q > 1$. Однако некоторые полученные результаты могут быть распространены и на обмотки с $q < 1$. Наиболее полно дробные обмотки с $q = c/d < 1$ рассмотрены в [6], но проведенный здесь анализ не является достаточным.

При $q < 1$ шаг обмотки, как правило, равен зубцовому делению, т.е. каждая катушка такой обмотки охватывает один зубец. Поэтому наиболее подходящее им название — зубцовые обмотки. Такое название было введено в [8]. Этого термина будем придерживаться и в данной работе.

С зубцовыми обмотками можно выполнить практически все известные виды электрических машин переменного тока. Однако характеристики этих машин могут существенно отличаться от характеристик машин с классическими обмотками. Это связано с особенностями гармонического состава МДС зубцовых обмоток: с наличием как нечетных, так и четных гармоник, а также наличием наряду с прямобегущей гармоникой МДС и обратнобегущей соизмеримой амп-

лitudы. Последнее обстоятельство делает бесперспективным их применение в асинхронных машинах с обычной конструкцией ротора.

Электрические машины с зубцовыми обмотками могут быть выполнены только многополюсными.

Методы построения и анализ зубцовых дробных обмоток приведены в [9]. В табл.1,2 даны результаты этого анализа для некоторых трехфазных и двухфазных обмоток.

Из всего многообразия обмоток (табл.1,2) можно выделить группу обмоток, имеющих общие закономерности в устройстве и свойствах. Эти обмотки образуются из нескольких одинаковых участков (зон), число которых кратно числу фаз $N_z = 2m$ (при c — четном) и $N_z = m$ (c — нечетное). Каждая фазная зона содержит число зубцов с катушками, равное c , которые включены последовательно встречечно (рис.1).

Число пазов на полюс и фазу таких обмоток определяется соотношением

$$q = \frac{c}{d} = \frac{n}{mn-1}, \quad (1)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ ($n \neq 1$ для $m=2$).

В табл.1,2 значения q этих обмоток выделены жирным шрифтом. Нетрудно заметить, что машине с одним и тем же числом зубцов статора соответствуют две таких обмотки, имеющих разное число пазов на полюс и фазу и разное число полюсов. Фактически оба значения q и p соответствуют одной схеме обмотки, но с различным чередованием фаз.

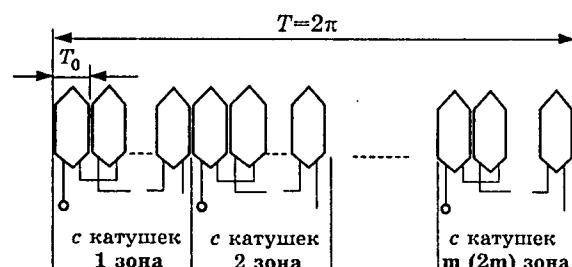


Рис.1. Схема зубцовой обмотки на одном периоде

Таблица 1

Число пазов на полюс и фазу $q < 1$ для трехфазных машин

p	z_1												
	3	9	12	15	18	21	24	27	30	33	36	39	
1	$\frac{1}{2}$												
2	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{4}$											
4		$\frac{3}{8}$		$\frac{5}{8}$		$\frac{7}{8}$		$q > 1$					
5		$\frac{3}{10}$	$\frac{2}{5}$		$\frac{3}{5}$	$\frac{7}{10}$	$\frac{4}{5}$	$\frac{9}{10}$					
7			$\frac{2}{7}$	$\frac{5}{14}$	$\frac{3}{7}$		$\frac{4}{7}$	$\frac{9}{14}$	$\frac{5}{7}$	$\frac{11}{14}$	$\frac{6}{7}$	$\frac{13}{14}$	
8				$\frac{5}{16}$		$\frac{7}{16}$		$\frac{9}{16}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{11}{16}$		$\frac{13}{16}$	
10						$\frac{7}{20}$		$\frac{9}{20}$		$\frac{11}{20}$		$\frac{13}{20}$	
11					$\frac{3}{11}$	$\frac{7}{22}$	$\frac{4}{11}$	$\frac{9}{22}$	$\frac{5}{11}$		$\frac{6}{11}$	$\frac{13}{22}$	
13							$\frac{4}{13}$	$\frac{9}{26}$	$\frac{5}{13}$	$\frac{11}{26}$	$\frac{6}{13}$		
14								$\frac{9}{28}$		$\frac{11}{28}$		$\frac{13}{28}$	
16										$\frac{11}{32}$		$\frac{13}{32}$	
17										$\frac{11}{34}$	$\frac{6}{17}$	$\frac{13}{34}$	

Таблица 2

Число пазов на полюс и фазу $q < 1$ для двухфазных машин

p	4												
	4	8	12	16	20	24	28	32	36	40	44	48	
1	1												
3		$\frac{2}{3}$	1										
5		$\frac{2}{5}$	$\frac{3}{5}$	$\frac{4}{5}$	1								
7			$\frac{3}{7}$	$\frac{4}{7}$	$\frac{5}{7}$	$\frac{6}{7}$	1						
9				$\frac{4}{9}$	$\frac{5}{9}$		$\frac{7}{9}$	$\frac{8}{9}$	1				
11					$\frac{5}{11}$	$\frac{6}{11}$	$\frac{7}{11}$	$\frac{8}{11}$	$\frac{9}{11}$	$\frac{10}{11}$	1		
13						$\frac{6}{13}$	$\frac{7}{13}$	$\frac{8}{13}$	$\frac{9}{13}$	$\frac{10}{13}$	$\frac{11}{13}$	$\frac{12}{13}$	
15							$\frac{7}{15}$	$\frac{8}{15}$			$\frac{11}{15}$		
17								$\frac{8}{17}$	$\frac{9}{17}$	$\frac{10}{17}$	$\frac{11}{17}$	$\frac{12}{17}$	
19									$\frac{9}{19}$	$\frac{10}{19}$	$\frac{11}{19}$	$\frac{12}{19}$	
21										$\frac{10}{21}$	$\frac{11}{21}$	1	
23											$\frac{11}{23}$	$\frac{12}{23}$	

Полный гармонический анализ МДС зубцовых обмоток приведен в [9]. В табл. 3,4 даны результаты этого анализа для некоторых трехфазных и двухфазных обмоток.

Как следует из [9] и табл.3,4, зубцовые дробные обмотки, расположенные на статоре, создают две основные рабочие гармоники МДС, вра-

щающиеся в противоположных направлениях с близкими по значению амплитудами, но с различными, хотя и близкими, числами полюсов. Рабочей гармоникой может являться одна, любая из этих гармоник (например, в электрических машинах с постоянными магнитами), либо же обе одновременно (в двигателях с электро-

Таблица 3

Гармонический состав МДС трехфазных дробных зубцовых обмоток

v \ q	1/2		2/5		3/8		4/11	
	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}
1	0,866	1,169	0,067	0,362	-0,06	0,245	-0,016	0,178
2	0,866	0,585			0,14	0,283		
4	-0,866	0,292			0,945	0,957		
5	-0,866	0,234	0,933	1,008	0,945	0,766	-0,096	0,207
7	0,866	0,167	0,933	0,720	0,14	0,081	0,163	0,251
8	0,866	0,146			-0,061	0,031		
10	-0,866	0,116			0,061	0,025		
11	-0,866	0,107	0,067	0,033	-0,139	0,051	0,950	0,932
13	0,866	0,09	0,067	0,028	-0,945	0,294	0,950	0,789
14	0,866	0,084			-0,945	0,275		
16	-0,866	0,073			-0,139	0,036		
17	-0,866	0,069	0,933	0,296	0,061	0,014	0,163	0,104
19	0,866	0,061	0,933	0,265	-0,061	0,013	-0,096	0,054
20	0,866	0,059			0,14	0,028		
22	-0,866	0,051			0,945	0,174		
23	-0,866	0,051	0,067	0,016	0,945	0,167	-0,016	0,008
25	0,866	0,046	0,067	0,014	0,14	0,023	-0,016	0,007
26	0,866	0,045			-0,061	0,009		
28	-0,866	0,041			0,061	0,009		
29	-0,866	0,041	0,933	0,174	-0,140	0,019	-0,096	0,036
31	0,866	0,038	0,933	0,163	-0,945	0,123	0,163	0,057
32	0,866	0,037			-0,945	0,12		

Таблица 4

Гармонический состав МДС двухфазных дробных зубцовых обмоток

v \ q	2/3		3/5		4/7		5/9	
	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}	k_{obv}	F_{v*}
1	0,146	0,527	-0,063	0,341	-0,035	0,253	0,022	0,2
3	0,854	1,025	0,236	0,424	-0,118	0,284	-0,072	0,216
5	0,854	0,615	0,880	0,950	0,265	0,381	-0,141	0,255
7	0,146	0,075	0,880	0,679	0,889	0,914	0,278	0,357
9	0,146	0,059	0,236	0,141	0,889	0,711	0,893	0,893
11	0,854	0,279	-0,063	0,031	0,265	0,173	0,893	0,731
13	0,854	0,236	0,063	0,026	-0,118	0,065	0,278	0,192
15	0,146	0,035	-0,236	0,085	-0,035	0,017	-0,141	0,085
17	0,145	0,031	-0,880	0,280	-0,035	0,015	-0,072	0,038
19	0,854	0,162	-0,880	0,250	-0,118	0,045	0,022	0,011
21	0,854	0,146	-0,236	0,061	0,265	0,091	-0,022	0,010
23	0,146	0,023	0,063	0,015	0,889	0,278	0,072	0,028
25	0,146	0,021	-0,063	0,014	0,889	0,256	0,141	0,051
27	0,854	0,114	0,236	0,047	0,265	0,071	-0,278	0,093
29	0,854	0,106	0,880	0,164	-0,118	0,029	-0,893	0,277
31	0,146	0,017	0,885	0,153	-0,035	0,008	-0,893	0,259
33	0,146	0,016	0,235	0,039	-0,035	0,008	-0,0278	0,076
35	0,854	0,088	-0,063	0,01	-0,118	0,024	0,141	0,036
37	0,854	0,083	0,063	0,009	0,265	0,052	0,072	0,018
39	0,146	0,014	-0,236	0,033	0,889	0,164	-0,022	0,005
41	0,146	0,013	-0,880	0,116	0,889	0,156	0,022	0,005
43	0,854	0,071	-0,880	0,111	0,265	0,044	-0,072	0,015

магнитной редукцией частоты вращения). Поэтому в качестве обобщенной модели машин с дробными зубцовыми обмотками примем электрическую машину, в полузакрытых пазах статора которой расположены две распределенные обмотки с числами пар полюсов p_1 и p_2 . Обмотки статора включены между собой последовательно и

таким образом, что созданные ими гармоники МДС вращаются в противоположных направлениях. Принципиальная схема обобщенной модели приведена на рис.2.

Подобного вида модель имеют однофазные асинхронные двигатели. Но в последнем случае обе обмотки имеют одинаковое число пар полю-

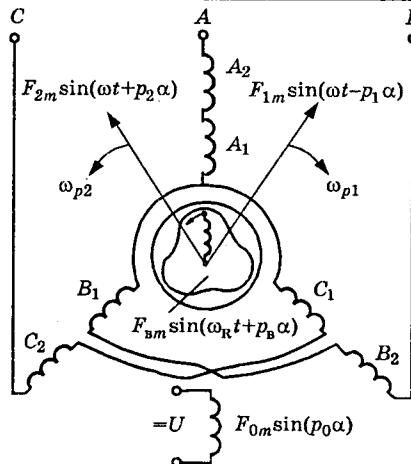


Рис.2. Схема обобщенной модели электрических машин с зубцовыми обмотками с многофазным амплитудно-модулированным полем

сов, поэтому результирующая МДС в однофазных асинхронных двигателях просто пульсирует в пространстве. В нашем же случае результирующая МДС, созданная обеими обмотками (рис.3), не только изменяется по значению (является амплитудно-модулированной), но и перемещается вдоль расточки статора с частотой, пропорциональной разнице чисел пар полюсов $p_1 - p_2$:

$$F_p = F_{1m} \sin(\omega_1 t - p_1 \alpha) + F_{2m} \sin(\omega_1 t + p_2 \alpha) = \\ = 2F_m \sin\left(\omega_1 t - \frac{p_1 - p_2}{2} \alpha\right) \cos \frac{p_1 + p_2}{2} \alpha. \quad (2)$$

При протекании по зубцовым дробным обмоткам постоянной составляющей тока, что имеет место в синхронных двигателях с электромагнитной редукцией частоты вращения с вентильным подмагничиванием, она создает неподвижную в пространстве полную МДС полностью p_0

$$F_0 = F_{0m} \cos(p_0 \alpha). \quad (3)$$

В обобщенной модели эту МДС создает отдельная однофазная обмотка полностью p_0 , уложенная в пазах статора и запитанная постоянным током. При анализе рассматривается только основная гармоника МДС, созданная этим током.

Реальные зубчатые структуры статора и ротора заменены в модели гладким цилиндрическим статором и расчетным, в общем случае, яв-

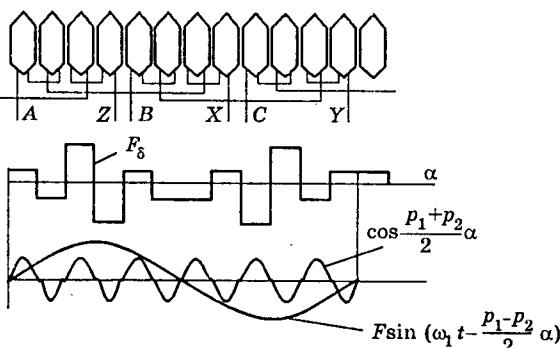


Рис.3. Распределение МДС в воздушном зазоре обмотки с $q = 2/5$ и ее представление в виде произведения бегущей и неподвижной волн

нopolюсным ротором, которому соответствует кривая магнитной проводимости воздушного зазора, определяемая типом действительной электрической машины:

$$\lambda_\delta(\alpha) = \lambda_0 + \sum_1^k \lambda_k \cos[k(z_2 \theta - n \alpha)], \quad (4)$$

где $n = z_2 - z_1$ — число периодов проводимости (z_2 и z_1 — числа зубцов ротора и статора при двухсторонней зубчатости); $n = z_2$ — при односторонней зубчатости; $\theta = \omega_r t - \theta_0$ — угол между осями зубцов статора и ротора; α — текущая угловая координата, отсчитываемая от оси зубца статора; λ_0 и λ_k — постоянная и переменные составляющие проводимости воздушного зазора.

На рис.2 для примера изображена модель с тремя периодами изменения проводимости воздушного зазора.

На роторе рассматриваемых машин могут располагаться обмотки возбуждения, постоянные магниты или он может быть безобмоточным, например в двигателях с электромагнитной редукцией частоты вращения.

С помощью предложенной модели можно провести анализ всех видов электрических машин с многофазным амплитудно-модулированным полем. Для этого, используя метод гармонических проводимостей, выделим из сложной картины магнитного поля эквивалентные гармоники самоиндукции и взаимоиндукции, которые определяют основные электромагнитные процессы в электрической машине.

Электрические машины с постоянными магнитами. Индуктор создает в воздушном зазоре магнитное поле, радиальная составляющая которого распределена по закону

$$B_{rv} = B_{rvm} \cos(\omega_r t - p_0 \alpha), \quad (5)$$

где ω_r — угловая частота вращения ротора; B_{rvm} — амплитуда v -й основной гармоники поля возбуждения.

Электромагнитный момент можно определить либо исходя из закона сохранения энергии, либо как результат взаимодействия гармоник вращающегося магнитного поля и соответствующих гармоник распределения поверхностной плотности тока [8]:

$$M_{em} = \int_0^{2\pi} B(\alpha) j(\alpha) R d\alpha, \quad (6)$$

где $j(\alpha)$ — поверхностная плотность тока, соответствующая пространственному распределению МДС обмотки.

Согласно [10] плотность тока на поверхности магнитопровода можно выразить в виде производной МДС по углу поворота ротора α

$$j_v = -\frac{dF_v}{R d\alpha} = j_{vm1} \cos\left(\omega t - p_1 \alpha + \frac{\pi}{2}\right) + \\ + j_{vm2} \cos\left(\omega t + p_2 \alpha + \frac{\pi}{2}\right), \quad (7)$$

где

$$j_{vm} = \frac{F_{vm}\pi}{\tau_v} = \frac{m\sqrt{2}}{v\tau_v} I_{w_k} k_{obv}.$$

Подставив (4) и (6) в (5), после преобразований получим:

$$M = 0,5l_\delta R^2 B_{rvm} \int_0^{2\pi} j_{vm1} [\cos(\omega_r t + \omega t - p_0\alpha - p_1\alpha + \frac{\pi}{2} - \theta_v) + j_{vm2} \cos(\omega t - \omega_r t + p_0\alpha + p_1\alpha + \theta_v + \frac{\pi}{2})] d\alpha. \quad (8)$$

Электромагнитный момент образуется только гармониками индукции и поверхностной плотности тока, имеющими одинаковую скорость перемещения в воздушном зазоре и одинаковый порядок гармоник (одинаковую полюсность).

После интегрирования получим выражение электромагнитного момента для любых гармоник индукции, участвующих в его образовании,

$$M = \pi R^2 l_\delta B_{rvm} j_{vm} \sin \theta_v \quad (9)$$

или после преобразований

$$M_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \{\pi \Phi_{rvm}\} \{z_{1s} I_{w_k} k_{obv}\}. \quad (10)$$

Вывод электромагнитного момента сделан для машины с элементарной однопериодной обмоткой. Для многопериодных обмоток следует положить $v = p_2$ и $z_{1s} = z_1$, тогда выражение максимального электромагнитного момента можно записать в общем виде

$$M = \frac{pz_1}{\sqrt{2}} \Phi_m I_{w_k} k_{obv}. \quad (11)$$

Синхронные реактивные двигатели. По обмоткам статора реактивных двигателей протекает ток только прямой последовательности. Этот ток создает МДС с гармоническим составом, приведенным в табл. 3, 4. Гармонический состав магнитного поля в воздушном зазоре определяем, используя выражения (2) и (8),

$$B_\delta = F(\alpha) \lambda_\delta(\alpha) = [F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1\alpha) + F_{mv2} \cos(\omega_1 t + p_1\alpha)] [\lambda_0 + \lambda_1 \cos(z_2 \omega_r t - n\alpha)]. \quad (12)$$

В образовании электромагнитного момента принимают участие гармоники поля, созданные одной гармоникой МДС с полюсностью p_1 , с гармониками поля, вызванными другой гармоникой МДС с полюсностью p_2 :

$$\lambda_0 F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1\alpha) \leftrightarrow 0,5 \lambda_1 F_{mv2} \cos(z_2 \omega_r t - \omega_1 t - n\alpha - p_2\alpha);$$

$$\lambda_0 F_{mv2} \cos(\omega_1 t + p_2\alpha) \leftrightarrow 0,5 \lambda_1 F_{mv2} \cos(z_2 \omega_r t - \omega_1 t - n\alpha + p_1\alpha)$$

при выполнении условия для двигателей с двухсторонней зубчатостью

$$n = z_2 - z_1 = p_1 - p_2, \quad (13)$$

и при вращении ротора с синхронной частотой

$$\omega_r = 2\omega_1/z_2. \quad (14)$$

Если выполнить машину с числом зубцов ротора меньшим, чем число зубцов статора, т.е. выбрав

$$z_2 - z_1 = -(p_1 - p_2), \quad (15)$$

то в образовании момента примет участие другая группа гармоник при частоте вращения

$$\omega_r = -2\omega_1/z_2. \quad (16)$$

Электромагнитный момент от рассмотренных гармоник по своей природе является реактивным, так как образуется в результате взаимодействия магнитных полей, созданных одним и тем же током.

Таким образом, число зубцов ротора рассматриваемых двигателей с двухсторонней зубчатостью должно отличаться от числа зубцов статора на величину

$$n = z_2 - z_1 = \pm(p_1 - p_2). \quad (17)$$

Направление вращения ротора для двух этих случаев будет противоположным. Нетрудно заметить, что для «элементарных» трехфазных машин с обмотками, имеющими c — нечетное ($q = 1/2; 3/8; 5/14$), эта разница равна единице, а для c — четного ($q = 2/5; 4/11; 6/17$) эта разница равна двум. Для всех двухфазных машин разница чисел зубцов статора и ротора «элементарных» машин равна двум.

Расчет электромагнитного момента можно провести, как и в предыдущем случае, по (5):

$$M = \frac{\pi}{8} \lambda_1 l_\delta D^2 [j_{vm1} F_{mv2} + j_{vm2} F_{mv1}] \cos \theta_v \quad (18)$$

или, учитывая (7), максимальный момент двигателя

$$M_m = \frac{\pi}{4} \lambda_1 D l_\delta F_{mv1} F_{mv2} (p_1 + p_2). \quad (19)$$

Синхронные двигатели с переменным магнитным сопротивлением воздушного зазора с вентильным подмагничиванием. Постоянная составляющая тока может присутствовать в фазах шаговых двигателей, в двигателях с электромагнитной редукцией частоты вращения, в двигателях с катящимся ротором, и т.д. Постоянная составляющая тока создает в воздушном зазоре неподвижную волну МДС с полюсностью $p_0 = z_1/2$ [11].

Используя полученные выражения МДС для основных гармоник от постоянной составляющей тока и от токов прямой последовательности, найдем гармонический состав магнитного поля с учетом переменного воздушного зазора и рассмотрим механизм взаимодействия этих гармоник:

$$B_\delta = F_\delta \lambda_\delta = [F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1\alpha) + F_{mv2} \cos(\omega_1 t + p_1\alpha) + F_0 \cos(p_0\alpha)] [\lambda_0 + \lambda_1 \cos(z_2 \omega_r t - n\alpha)]. \quad (20)$$

Взаимодействие гармоник магнитного поля от гармоник МДС с полюсностью p_1 и p_2 рассмотрено выше. Рассмотрим взаимодействие гармоник магнитного поля от постоянной составляющей тока в фазах.

Взаимодействие гармоник поля, вызванных гармониками магнитодвижущих сил от разных токов фаз, образует активный момент двигателя. Если выполнить при двухсторонней зубчатости числа зубцов ротора больше числа зубцов статора, т.е. в соотношении

$$n = z_2 - z_1 = p_1 - p_0 = p_0 - p_2, \quad (21)$$

то в образовании момента будут попарно участвовать гармоники:

$$F_0 \lambda_0 \cos(p_0 \alpha) \leftarrow \frac{1}{2} F_{mv1} \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - \omega_1 t - n\alpha + p_1 \alpha); \\ \frac{1}{2} F_{mv2} \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - \omega t - n\alpha - p_2 \alpha); \quad (22)$$

$$F_{mv1} \lambda_0 \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) \leftrightarrow \frac{1}{2} F_0 \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha - p_0 \alpha);$$

$$F_{mv2} \lambda_0 \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) \leftrightarrow \frac{1}{2} F_0 \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha + p_0 \alpha)$$

при частоте вращения ротора

$$\omega_R = \frac{\omega_1}{z_2}. \quad (23)$$

В случае, когда число зубцов статора больше числа зубцов ротора

$$n = z_2 - z_1 = -(p_1 - p_0) = -(p_0 - p_2), \quad (24)$$

электромагнитный момент образуется другой группой гармоник при частоте вращения

$$\omega_R = -\frac{\omega_1}{z_2}. \quad (25)$$

Двигатель с вентильным подмагничиванием может быть выполнен как с односторонней, так и с двухсторонней зубчатостью. В первом случае число периодов изменения проводимости воздушного зазора n равно числу зубцов ротора $n = z_2$, во втором — разнице между числами зубцов ротора и статора $n = |z_2 - z_1|$.

Электромагнитный момент двигателя, рассчитанный по (5), можно представить в виде

$$M = \frac{\pi}{2} \lambda_1 l_6 D F_0 [F_{mv1}(p_0 + p_1) + F_{mv2}(p_0 + p_2)] \sin \theta_v. \quad (26)$$

В двигателях с вентильным подмагничиванием на действительном зубце также могут быть выполнены более мелкие зубцы. Получаемая структура соответствует так называемой гребенчатой зубцовой зоне. Этим самым повышается число элементарных зубцов ротора и снижается частота вращения ротора.

Синхронная машина с аксиальным возбуждением. В случае аксиального возбуждения к воздушному зазору приложена постоянная МДС возбуждения F_0 и поэтому магнитное поле возбуждения в таких машинах является униполярным, т.е. не меняет свой знак в воздушном зазоре:

$$B_{\delta 0} = F_0 [\lambda_0 + \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha)] = \\ = F_0 \lambda_0 + F_0 \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha). \quad (27)$$

Рассмотрим работу синхронной машины с

аксиальным возбуждением в режиме двигателя. Магнитное поле, созданное зубцовой обмоткой,

$$B_{\delta a} = F_{\delta a} \lambda_{\delta a} = [F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) + F_{mv2} \times \\ \times \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) [\lambda_0 + \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha)]]. \quad (28)$$

Электромагнитный момент образуется гармониками магнитного поля обмотки возбуждения и обмотки статора

$$F_0 \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha) \leftrightarrow F_{mv1} \lambda_0 \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) \quad (29)$$

при выполнении условия $n = p_1$ и частоте вращения ротора

$$\omega_r = \omega_1 / z_2 \quad (30)$$

либо гармониками

$$F_0 \lambda_1 \cos(z_2 \omega_R t - n\alpha) \leftrightarrow F_{mv2} \lambda_0 \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) \quad (31)$$

при выполнении условия $n = p_2$ и частоте вращения ротора

$$\omega_r = -\omega_1 / z_2. \quad (32)$$

Двигатель с аксиальным возбуждением может быть выполнен как с односторонней, так и с двухсторонней зубчатостью.

Электромагнитный момент двигателя с аксиальным возбуждением

$$M_m = \pi p_1 \lambda_1 l_6 D F_0 F_{mv1}. \quad (33)$$

Аналогичное выражение получается и для другой гармоники поверхности плотности тока обмотки статора. Электрические машины с аксиальным возбуждением наиболее часто применяются в качестве высокочастотных генераторов.

Двигатели с катящимся ротором. В [1] рассматриваются электродвигатели с катящимся ротором и пульсирующим полем. В этих двигателях используются зубцовые обмотки, расположенные на статоре. Для анализа работы таких двигателей разработан громоздкий аппарат, основанный на понятии пульсирующего поля в фазной зоне. Выбранный метод исследования не является наглядным и труден для объяснения образования врачающего момента.

Покажем, что работа двигателя с катящимся ротором более наглядно может быть объяснена с использованием общих методов исследования электрических машин. Действительно, обмотки, используемые в ДКР с пульсирующим полем, по сути дела являются дробными зубцовыми обмотками. Зная гармонический состав МДС, созданной этими обмотками, и закон изменения проводимости воздушного зазора, можно легко найти гармонический состав магнитного поля и определить взаимодействующие гармоники. В первом приближении будем считать, что воздушный зазор δ изменяется по закону [1]

$$\delta(\alpha) = \delta [1 - \varepsilon \cos(i_r \omega_R t - \alpha)], \quad (34)$$

где ε — характеризует относительный эксцентриситет ротора или глубину модуляции воздушного зазора; i_r — коэффициент редукции.

Учтем в проводимости воздушного зазора постоянную составляющую и первую гармонику

$$\lambda_0 = \lambda_0 + \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \alpha). \quad (35)$$

Первая гармоника проводимости в ДКР на всей расточке статора должна иметь только один период.

Двигатели с катящимся ротором, так же, как и рассматриваемые выше двигатели, могут быть реактивного типа или с вентильным подмагничиванием. Все рассмотренные схемы включения обмоток и вентиляй, приведенные в [11] справедливы и для ДКР.

Запишем закон изменения индукции в воздушном зазоре ДКР в самом общем случае

$$B_0 = F_0 \lambda_0 = [F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) + F_{mv2} \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) + F_0 \cos(p_0 \alpha) [\lambda_0 + \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \alpha)]. \quad (36)$$

Вначале рассмотрим работу реактивного ДКР, у которого отсутствует постоянная составляющая в токах фаз, а следовательно, и F_0 .

В образовании электромагнитного момента принимают участие гармоники поля, созданные одной гармоникой МДС, и гармоники поля, вызванные другой гармоникой МДС, вращающиеся с одинаковой скоростью, т.е. неподвижные друг относительно друга и имеющие одинаковую полюсность:

$$\begin{aligned} \lambda_0 F_{mv1} \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) &\leftrightarrow \\ \leftrightarrow 0,5 \lambda_1 F_{mv2} \cos(i_r \omega_r t - \omega_1 t - \alpha - p_2 \alpha); \quad (37) \\ \lambda_0 F_{mv2} \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) &\leftrightarrow \\ \leftrightarrow 0,5 \lambda_1 F_{mv2} \cos(i_r \omega_r t - \omega_1 t - \alpha + p_1 \alpha). \end{aligned}$$

Электромагнитный момент образуется при частоте вращения ротора

$$\omega_r = \pm 2\omega_1 / i_r \quad (38)$$

и при условии $n = |p_1 - p_2| = |p_2 - p_1| = 1$. (39)

Данное условие выполнимо для трехфазных двигателей только с нечетным числом катушек в фазной зоне. Поэтому рекомендации [1] о преимуществе нечетного числа катушек в фазной зоне вполне обоснованы. Симметричные двухфазные реактивные двигатели с зубцовыми обмотками выполнить невозможно.

В двигателях с вентильным подмагничиванием постоянная составляющая тока создает неподвижную гармонику МДС. Магнитное поле в воздушном зазоре ДКР в этом случае носит такой же характер, как и в двигателях с переменным магнитным сопротивлением и вентильным подмагничиванием.

Активный момент образуется за счет взаимодействия гармоник поля, вызванных различными МДС. Если выполнить обмотку с соотношением

$$n = p_1 - p_0 = p_0 - p_2 = 1, \quad (40)$$

то в образовании момента будут попарно участвовать гармоники:

$$F_0 \lambda_0 \cos(p_0 \alpha) \xrightarrow{\frac{1}{2}} F_{mv1} \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \omega_1 t - \alpha + p_1 \alpha); \\ \xleftarrow{\frac{1}{2}} F_{mv2} \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \omega_1 t - \alpha - p_2 \alpha); \quad (41)$$

$$F_{mv1} \lambda_0 \cos(\omega_1 t - p_1 \alpha) \leftrightarrow \frac{1}{2} F_0 \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \alpha - p_0 \alpha);$$

$$F_{mv1} \lambda_0 \cos(\omega_1 t + p_2 \alpha) \leftrightarrow \frac{1}{2} F_0 \lambda_1 \cos(i_r \omega_r t - \alpha + p_0 \alpha)$$

при частоте вращения ротора

$$\omega_r = \omega_1 / i_r. \quad (42)$$

Следует заметить, что обмотки в ДКР должны быть выполнены однопериодными.

Расчет электромагнитного момента двигателей с катящимся ротором можно произвести так же, как и для двигателей с электромагнитной редукцией частоты вращения, использовав соотношение (5).

Выводы

1. Получена обобщенная математическая модель многополюсных синхронных машин с зубцовыми обмотками с амплитудно-модулированным полем.

2. Пояснен принцип действия различных типов электрических машин с зубцовыми обмотками с единых позиций общей теории электрических машин.

3. Получены выражения электромагнитного момента и основные соотношения различных машин с зубцовыми обмотками.

Список литературы

1. Борзяк Ю.Г., Зайков М.А., Наний В.В. Электродвигатели с катящимся ротором. Киев: Техника, 1982.
2. Бертинов А.И., Колосков Н.С. Волновой электродвигатель с «расщепленным» магнитным потоком фазы//Электричество. 1972. №1. С.1—5.
3. Жуловян В.В., Шевченко А.Ф., Панарин А.Н. Синхронный редукторный двигатель с вентильным подмагничиванием для исполнительных электромеханизмов//Межвузовский сборник. «Системы и устройства автоматики». Красноярск, 1980.
4. Жуловян В.В., Шевченко А.Ф., Панарин А.Н. Исполнительный редукторный двигатель с вентильным подмагничиванием//Межвузовский сборник «Системы и устройства автоматики». Томск, 1981.
5. Пугачев В.А., Яблуновский В.Д. Характеристики индукторных генераторов с многозонной обмоткой якоря//Электротехника. 1981. №2. С.11—14.
6. Вырк Р.Х. Анализ применимости дробных обмоток в двух-и трехфазных асинхронных микродвигателях//Тр. ЛПИ. 1964. Вып.241. С.114—122.
7. Вольдек А.И. Намагничивающие силы трехфазных дробных обмоток//Тр. ЛПИ. 1960. № 209.
8. Домбур Л.Э. Аксиальные индукторные машины. Рига: Знание, 1984.
9. Шевченко А.Ф. Магнитодвижущие силы однозубцовых дробных обмоток с $q < 1$ //Научный вестник. Новосибирск: НГТУ, 1996. №2. С.99—110.
10. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
11. Шевченко А.Ф. Синхронные двигатели с переменным магнитным сопротивлением с дробными ($q < 1$) однозубцовыми обмотками//Научный вестник. Новосибирск: НГТУ, 1997. № 3.

ТРАНСФОРМАТОРЫ

ТИРИСТОРНО-МЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ

Процессы коммутации тиристорных ключей при пуске трансформатора

ЗБОРОВСКИЙ И.А., доктор техн. наук

ОАО «Уралэлектротяжмаш»

В интервале задержки (паузы) в подаче напряжений управления на тиристорный ключ, вступающий в работу, ток ключа, выходящего из работы, может пройти через нулевое значение. «Разрыв» в цепи устраняется схемой защиты от перенапряжений. Отпирание ключа происходит намагничивающим током трансформатора. После этого возможны два состояния в зависимости от направления действия ЭДС нулевой последовательности: либо увеличение тока ключа, выходящего из работы, либо его повторное запирание.

В любом случае напряжения на тиристорах не превосходят допустимых значений.

В тиристорно-механической системе регулирования напряжения трансформатора переход с одного ответвления регулировочной обмотки на другое, соседнее, осуществляется в процессе коммутации тиристорных ключей. Опыт эксплуатации трансформаторов ТДЦНП-50000/10 с тиристорно-механической системой на Братском алюминиевом заводе, в которой снятие напряжений управления с работающего тиристорного ключа и их подача на ключ, вступающий в работу, происходит практически одновременно, выявил срывы коммутации, которые сопровождаются однопериодными и многопериодными короткими замыканиями (КЗ) [1].

Указанные явления носят стохастический характер, наблюдаемый в детерминированных нелинейных системах, в частности, в цепях с элементами, обладающими униполярной проводимостью [2,3]. Срывы коммутации сопровождаются весьма большими токами и могут рассматриваться как хаотическое явление.

Для того, чтобы уменьшить вероятность срывов коммутации, предлагается после снятия напряжений управления подавать их не сразу на тиристорный ключ, вступающий в работу, а с некоторой задержкой [1]. В течение интервала задержки отсутствуют напряжения управления на обоих ключах. Интервал задержки выбирается в соответствии с временем включения тиристора после снятия напряжения управления. Его эксплуатационное значение может ощутимо отличаться от каталожного [4,5].

Если в течение интервала задержки ток ключа, выходящего из работы, пройдет через нуль, то произойдет «разрыв» в силовой цепи трансформатора, т.е. в треугольнике первичной обмот-

ки. К тиристорному ключу будет приложено не напряжение ступени регулировочной обмотки, на которое он рассчитан, а фазное напряжение треугольника, которое существенно превышает класс тиристоров.

В таком случае срабатывает защита от перенапряжений, которая должна быть, если даже не предусмотрен интервал задержки, так как, в частности, может произойти случайное снятие напряжений управления.

Вероятность совпадения нулевого значения тока тиристора с интервалом задержки зависит от режима работы трансформатора и от угла опережения β момента начала коммутации тиристорных ключей.

Анализ осциллограмм напряжений на фазах треугольника сетевой и регулировочной обмоток и токов в них при нагрузке трансформатора показывает, что маловероятно совпадение момента нулевого значения тока с интервалом задержки. Рассматриваемая проблема охватывает сравнительно небольшие по времени интервалы подъема или понижения выходных напряжений при отсутствии нагрузки на вторичных обмотках трансформатора (ХХ). При этом из-за пофазного регулирования напряжения в первичной и вторичной обмотках, соединенных в треугольник, текут токи нулевой последовательности, обусловленные разными числами витков в фазах треугольника регулировочной обмотки.

В трансформаторах ТДЦНП-50000/10, которые схемой треугольника с продолженными сторонами поворачивают векторы линейных напряжений на $\delta = \pm 3,75^\circ$ (номинальное значение), в одном из положений переключающего устройства действующее значение тока нулевой последова-

тельности составляет 7% номинального тока треугольника, а в двух других с $\delta = \pm 11,25^\circ$ (номинальное значение) — 15,5%. Это, по-видимому, максимальные значения. Они рассчитывались по методике, изложенной в [6], и существенно пре-восходят ток ХХ (0,74%). С увеличением выходных напряжений ток нулевой последовательности возрастает независимо от δ .

В трансформаторах ТДЦНП-50000/10 в зависимости от знака δ используется схема треугольника с продолженными сторонами либо рис.1,а, либо рис.1,б. При повышении выходных напряжений на ХХ число витков фаз треугольника поочередно снижается из симметричного состояния: сначала изменяется число витков фазы C , а затем — фаз B и A .

Теоретическое и экспериментальное исследования фазы тока нулевой последовательности выполнены для случая соединения сетевой и регулировочной обмоток по схеме треугольника, что ближе к схеме соединения треугольника с продолженными сторонами, обеспечивающей $\delta = \pm 3,75^\circ$.

Угловой сдвиг вектора тока нулевой последовательности относительно фазных напряжений можно установить из физических представлений. После уменьшения числа витков фазы C (треугольник на рис.1,а) сумма ЭДС в фазах треугольника вторичной обмотки сдвинута относительно напряжения U_{BC} на 180° . Вектор тока I_{02} нулевой последовательности в треугольнике вторичной обмотки отстает от указанной суммы ЭДС на 90° , а вектор тока I_{01} в первичной обмотке находится в противофазе. Вектор тока I_{01} опережает напряжение U_{AB} на 150° . Если угол опережения β нуля напряжения u_{AB} меньше 45° , то в интервале задержки α длительностью 0,5 мс ток не проходит нулевое значение (рис.2,а). Из рис.2,а видно, что можно осуществить переключение ответвлений фазы B регулировочной обмотки (рис.1,а) без срабатывания защиты от перенапряжений. После уменьшения числа витков фазы B ток нулевой последовательности опережает напряжение u_{CA} на 90° . Следовательно, при уменьшении числа витков фазы A защита от перенапряжений не срабатывает.

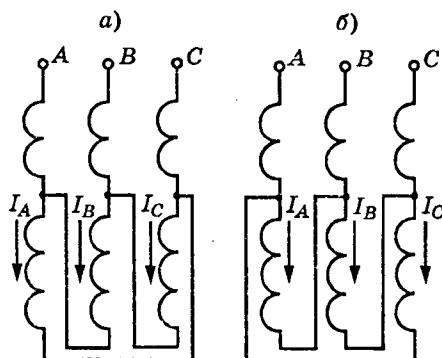


Рис.1. Схемы соединения первичной обмотки трансформатора

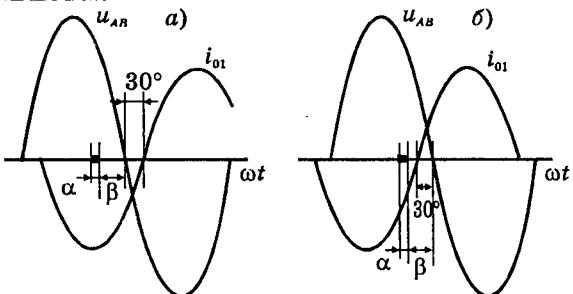


Рис.2. Фазное напряжение треугольника сетевой и регулировочной обмоток и ток нулевой последовательности в треугольнике

Регулирование на понижение выходных напряжений на трансформаторах ТДЦНП-50000/10 осуществлялось в последовательности АВС. Рассмотрим схему рис.1,а.

После увеличения числа витков фазы A ток нулевой последовательности i_{01} в треугольнике первичной обмотки отстает от напряжения u_{AB} на 150° (рис.2,б). Если $\beta=40^\circ$, то ток в интервале задержки не проходит нулевое значение. В результате изменения числа витков фаз A и B вектор тока I_{01} отстает от напряжения U_{BC} на 90° , и, следовательно, в интервале задержки ток не проходит нулевое значение.

Можно показать, что и в схеме рис.1,б ток нулевой последовательности в интервале задержки (при $\beta=40^\circ$) не проходит нулевое значение.

Экспериментальное исследование фазы тока нулевой последовательности проведено на трансформаторе ТДЦНП-80000/20. Схема соединения обмоток: сетевая и две вторичные обмотки соединены в треугольник, еще две вторичные — в звезду.

Фазовое положение токов в сетевой и регулировочной обмотках при ХХ определялось при трех положениях РПН: 40, 39 и 38. В условно симметричном 40 положении РПН нет равенства витков по фазам ($w_A=106$, $w_B=107$, $w_C=108$), что является причиной протекания тока нулевой последовательности в треугольниках первичной и вторичной обмоток. Измерения показали, что токи трех фаз почти совпадают с напряжением U_{AB} . Различие в числах витков связано с отсутствием их контроля при намотке. Это различие в принципе можно было бы устранить. Однако оно не представляет опасности для трансформатора по нагреву обмоток.

При понижении выходных напряжений сначала увеличивают число витков фазы C (рис.1,а). Ток нулевой последовательности опережает напряжение u_{BC} почти на 120° , и, следовательно, при $\beta < 45^\circ$ интервал задержки не совпадает с моментом прохождения тока через нулевое значение. После изменения числа витков фазы C ($w_A=106$, $w_B=107$, $w_C=112$) ток нулевой последовательности опережает напряжение u_{AB} на $22,5^\circ$. При $\beta=40^\circ$ момент окончания интервала задержки

опережает момент прохождения тока через нулевое значение на 17,5°.

После переключения ответвлений регулировочной обмотки фазы B ток нулевой последовательности отстает от напряжения u_{AB} на 16,8°, т.е. угловой сдвиг между нулями напряжения u_{CA} и тока составляет 43,2°. При $\beta=40^\circ$ и задержке 0,5 мс нуль тока совпадает с интервалом задержки и, следовательно, срабатывает защита от перенапряжений.

В общем случае вектор тока нулевой последовательности по отношению к вектору напряжения на фазе треугольника сетевой и регулировочной обмоток может быть расположен в четырех квадрантах (рис.3). Момент прохождения тока через нулевое значение может совпасть с интервалом задержки в первом (рис.2,б) и во втором положении вектора тока (рис.4). Предсказать фазу тока не представляется возможным.

При совпадении нулевого значения тока с интервалом задержки срабатывает защита от перенапряжений, одна фаза которой изображена на рис.5 [7]. На рис.5 приведены следующие обозна-

чения: 1 — сетевая и регулировочная обмотки; 2 — ступень регулировочной обмотки; 3, 4 — реакторы с взаимоиндукцией; 5, 6 и 7, 8 — тиристоры двух ключей; 9, 10 — нелинейные резисторы; 11—14 — диоды.

В качестве нелинейных резисторов в данной схеме были использованы варисторы, которые по своим теплофизическими свойствам способны рассеивать достаточно большую энергию одиночного импульса — не менее 300 Дж.

Диоды ограничивают напряжения отрицательного смещения на управляющем переходе силовых тиристоров 5—8.

Процессы коммутации тиристорных ключей. Амплитуда и фаза тока нулевой последовательности до и после коммутации ключей отличаются между собой. Так как постоянная времени установления тока нулевой последовательности значительно превосходит длительность коммутации ключей, то при качественном исследовании принимаются амплитуда и фаза тока по состоянию до коммутации, хотя по существу должен рассматриваться коммутационный процесс при КЗ ступени регулировочной обмотки, что достигается при математическом моделировании достаточно сложной системы.

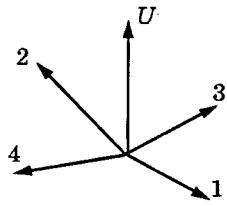
При «разрыве» цепи тока может быть включение либо тиристорного ключа, выходящего из работы, либо ключа, вступающего в работу, до подачи напряжений управления. В дальнейшем рассматривается процесс коммутации в первом случае, так как во втором — он исключается.

Допустим, что фаза тока нулевой последовательности соответствует рис.2,б. Рассмотрим процесс при повышении выходного напряжения.

До момента прохождения тока через нулевое значение в состоянии проводимости — тиристор 8. Указанный момент совпадет с интервалом задержки в подаче напряжений управления на ключ с тиристорами 5 и 6 (на рис.2,б интервал задержки опережает момент нулевого значения тока). В интервале задержки сняты также напряжения управления с тиристоров 7 и 8.

После прохождения нулевого значения тока тиристор 8 проводит в обратном направлении до максимума обратного тока. С этого момента образуется контур тока, состоящий из диода 13, нелинейного резистора 9, управляющего электрода — катода тиристора 7, реактора 3, ступени регулировочной обмотки 2 и фазы сетевой и регулировочной обмотки 1. Ток в рассматриваемом контуре нарастает под действием напряжения на фазе треугольника указанных обмоток.

Для аналитического описания процесса аппроксимируем вольт-амперную характеристику (ВАХ) варистора СН2-2-820 двумя отрезками прямых (рис.6). Отрезку ВАХ ab соответствует диапазон токов управляющий электрод — катод, существенно меньших, чем ток управления отпир-



рания тиристора Т173-2000, который принят равным 50 мА (ток отпирания при напряжении, соответствующем 16 классу, составляет 10 мА; тиристоры подбирались с током отпирания при напряжении анод — катод 12 В менее 100 мА [5]). Второй отрезок bc описывается уравнением

$$u_{n.e} = U_0 + r_{n.e} i_{n.e}, \quad (1)$$

где активное сопротивление варистора $r_{n.e} = 5$ Ом.

Ток варистора с учетом активного сопротивления управляющего перехода и других сопротивлений

$$i_{n.e} = \frac{U - U_0}{\Sigma r} [1 - \exp(-t/\tau)] = \frac{11200 - 820}{10} [1 - \exp(-t/0,476)], \quad (2)$$

где $U = \sqrt{2} \cdot 10500 \sin(40^\circ + 9^\circ) = 11200$ В; β — угол опережения ($\beta = 40^\circ$); α — интервал задержки ($\alpha = 9^\circ$); $\tau = L_\mu / \Sigma r$; L_μ — индуктивность фазы треугольника сетевой и регулировочной обмоток при ХХ ($\tau = 0,476$ с).

Ток управления отпирания тиристора 7 достигается через 22,9 мкс (2), а еще через 15 мкс он отпирается. При этом ток в фазе треугольника сетевой и регулировочной обмоток равен 83 мА. К р-п переходу J_2 тиристора 7, которыймещен в обратном направлении до его отпирания, приложено напряжение варистора 9, составляющее 820 В, т.е. в основном приложенное напряжение U уравновешивается падением напряжения на указанных обмотках. После отпирания тиристора 7 напряжение на нем резко снижается.

До отпирания тиристора 7 ток нулевой последовательности в контуре треугольника сетевой и регулировочной обмоток практически подавлен из-за очень высокого сопротивления ($u_{n.e} / i_{n.e}$). С момента отпирания тиристора 7 сопротивление варистора исключается, что создает необходимое условие для протекания тока нулевой последовательности.

Если момент нуля тока тиристора 8 совпадал с началом интервала задержки в подаче напряжений управления на тиристоры 5, 6, то ток тиристора 7 в момент окончания указанного интервала равен

$$\sqrt{2} \cdot 66,5 [\sin 9^\circ - \sin(37,9 + 4,47) 314 \cdot 10^{-6}] + 83 \cdot 10^{-3} = 13,5 \text{ А}, \quad (3)$$

где $\sqrt{2} \cdot 66,5$ А — амплитуда тока нулевой по-

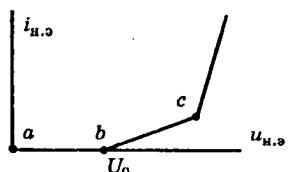


Рис.6. Аппроксимация ВАХ варисторов

ледовательности для трансформатора с $\delta = \pm 3,75^\circ$; 37,9 мкс — интервал от момента амплитуды обратного тока тиристора 8 до момента отпирания тиристора 7; 4,47 мкс — интервал от момента нуля тока тиристора 8 до амплитуды его обратного тока (приложение [8]).

С момента подачи напряжений управления на тиристоры 5, 6 начинается коммутация тока тиристорными ключами. ЭДС ступени регулировочной обмотки действует так, что в контуре, содержащем тиристоры 5, 7, реакторы 3 и 4, возникает циркулирующий ток такого направления, который в течение интервала коммутации снижает ток тиристора 7 до нуля, и при этом ток тиристора 5 возрастает почти до установленного тока нулевой последовательности сетевой и регулировочной обмоток.

Если тиристор 7 во время интервала задержки не успел перейти в состояние проводимости, то после подачи напряжений управления на тиристоры 5, 6 произойдет отпирание тиристора 5.

Рассмотрим процесс при понижении выходного напряжения. Фаза тока нулевой последовательности соответствует рис.2,б.

Допустим, что момент прохождения нуля тока через тиристор совпал с началом интервала задержки в подаче напряжений управления на тиристоры 7 и 8. Ток в тиристоре 6 меняет направление на противоположное и течет от катода к аноду до максимума обратного тока.

С этого момента образуется контур тока, состоящий из диода 11, резистора 10, управляющего электрода — катода тиристора 5, реактора 4, сетевой и регулировочной обмоток 1. Ток в указанном контуре нарастает под действием напряжения на фазе треугольника $U = 11200$ В. Тиристор 5 отпирается через интервал 37,9 мкс от момента амплитуды обратного тока тиристора 6. В момент окончания интервала задержки ток тиристора 5 равен 13,5 А (3). До момента коммутации тиристорных ключей, который начинается с момента подачи напряжений управления на тиристоры 7 и 8, процесс в тиристоре 5 протекает аналогично описанному в тиристоре 7, также до коммутации.

В контуре, содержащем тиристоры 5 и 8, реакторы 3, 4 и ступень регулировочной обмотки 2, ток нарастает с момента начала коммутации, так как ЭДС ступени действует в направлении проводимости тиристоров 5 и 8. После изменения знака ЭДС ток спадает. Сначала ток тиристора 8 проходит через нуль, так как ток тиристора 5 превышает его из-за тока нулевой последовательности.

После запирания тиристора 8 начинается коммутация тиристоров 5 и 7. Это — обычная классическая коммутация тока: ЭДС ступени регулировочной обмотки действует так, что запирается тиристор 5 и в состоянии проводимости остается тиристор 7.

Рассмотрим процесс в случае, когда ток нулевой последовательности опережает соответствующее напряжение (рис.3,4).

До момента перехода тока через нулевое значение в состоянии проводимости находится тиристор 7. Момент нуля тока совпал с интервалом задержки в подаче напряжений управления на тиристоры 5, 6. Ток тиристора 7 достигает максимума в направлении, обратном проводящему состоянию, и затем запирается. После этого образуется контур тока, в который входят диод 13, нелинейный резистор 9, управляющий электрод — катод тиристора 7, реактор 3, сетевая и регулировочная обмотки 1, включающая ступень 2. К указанному контуру приложено напряжение $U=11200$ В. Ток в контуре нарастает согласно (2).

Следует заметить, что ток нулевой последовательности в контуре треугольника сетевой и регулировочной обмоток практически подавлен. Это связано с очень высоким активным сопротивлением ($u_{\text{н.э.}}/i_{\text{н.э.}}$) контура треугольника. После отпирания тиристора 7 сопротивление указанного контура резко снижается и создается возможность для протекания тока нулевой последовательности в направлении, противоположном униполярной проводимости тиристора 7. Это приводит к запиранию тиристора 7. Интервал задержки и момент прохождения тока тиристора 7 через нулевое значение могут быть такими, что после его запирания напряжение управления на тиристоры 5, 6 еще не подано. В таком случае процесс отпирания и запирания тиристора 7 может повториться. После подачи напряжений управления ток начнет проводить тиристор 6.

Допустим, что до момента перехода тока через нулевое значение проводил тиристор 5 и нулевое значение совпало с интервалом задержки в подаче напряжений управления на тиристоры 7 и 8. В таком случае процесс отпирания и запирания тиристора 5 происходит аналогично описанному процессу в тиристоре 7. После подачи напряжений управления на тиристоры 7 и 8 в состоянии проводимости окажется тиристор 8.

Выводы

- При совпадении момента нулевого значения тока тиристора с интервалом задержки в режиме ХХ трансформатора срабатывает защита от перенапряжений. Указанное совпадение возможно в двух случаях: вектор тока нулевой последовательности либо отстает от соответствующего напряжения на фазе треугольника сетевой и регулировочной обмоток в диапазоне от 90 до 180°, либо опережает — от 0 до 90°.

- Не представляет опасности для тиристоров (при наличии защиты от исчезновения напряжений управления) совпадение момента нулевого значения ток с интервалом задержки.

- Учитывая, что регулирование напряжения при ХХ трансформатора занимает весьма незна-

чительное время, а также и малую вероятность сопадения нулевого значения тока с интервалом задержки, следует считать, что срабатывание защиты от перенапряжения вполне допустимо.

Приложение

Для расчета интервала длительностью 4,47 мкс примем следующие обозначения:

Q_r, t_r — заряд и время обратного восстановления по информационным материалам [5];

$Q_{r\Phi}, t_{r\Phi}$ — фактические значения заряда и времени обратного восстановления;

I_A — фактическое значение тока за время $2t_r$ перед переходом тока через нуль;

I_M — значение классифицированного тока, при котором определялись справочные данные;

I_r — амплитуда обратного тока;

$\frac{di_A}{dt}, \frac{di_M}{dt}$ — значения производных токов.

Расчет по [8]:

$$Q_{r\Phi} = Q_r \left(\frac{I_A}{I_M} \right)^{0.4} \left(\frac{di_A/dt}{di_M/dt} \right)^{0.6} = \\ = 5000 \left(\frac{4,13}{2000} \right)^{0.4} \left(\frac{0,0295}{5} \right)^{0.6} = 19,37 \text{ мКл};$$

$$t_{r\Phi} = t_r \left(\frac{di_M/dt}{di_A/dt} \right)^{0.4} \left(\frac{I_A}{I_M} \right)^{0.1} = \\ = 70 \left(\frac{5}{0,0295} \right)^{0.4} \left(\frac{4,13}{2000} \right)^{0.1} = 293,85 \text{ мкс};$$

$$I_r = \frac{2Q_{r\Phi}}{t_{r\Phi}} = \frac{2 \cdot 19,37}{293,85} = 0,132 \text{ А};$$

$$t_1 = \frac{I_r}{di_A/dt} = \frac{0,132}{0,0295} = 4,47 \text{ мкс},$$

где

$$I_A = \sqrt{2} \cdot 66,5 \sin 314 \cdot 140 \cdot 10^{-6} = 4,13 \text{ А};$$

$$di_A/dt = \sqrt{2} \cdot 66,5 \cdot 314 = 0,0295 \text{ А/мкс}.$$

Список литературы

- Зборовский И.А., Катунин В.М. Надежность тиристорно-механических систем регулирования напряжения трансформаторов//Электричество. 1998. № 10.
- Фейгенбаум М. Универсальность в поведении нелинейных систем//Успехи физических наук. 1983 (октябрь). Т.141. Вып.2.
- Жуйков В.Я., Леонов А.О. Хаотические процессы в электротехнических системах//Изв. АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. 1991. № 1.
- Лабунцов В.А., Тугов Н.М. Динамические режимы эксплуатации мощных тиристоров. М.: Энергия, 1977.
- 05.11.1991. Тиристоры таблеточные на токи от 1250 А до 2000 А.
- Фишлер Я.Л., Урманов Р.Н., Пестряева Л.М. Трансформаторное оборудование для преобразовательных установок. М.: Энергоатомиздат, 1989.
- Тиристоры: Технический справочник/Под ред. В.А.Лабунцова. 1967.
- Абрамович М.И., Бабайлов В.М. и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. М.: Энергоатомиздат, 1992.

Релейная защита управляемого шунтирующего реактора 110 кВ, 25 МВ·А

ДОЛГОПОЛОВ А.Г., канд.техн.наук

НТЦ ВЭИ им.Ленина

Рассмотрены особенности работы, определены основные требования и состав релейных защит для головного образца управляемого шунтирующего реактора типа РТУ-25000/110-У1. Предложены новые принципы и способы повышения чувствительности защит управляемых реакторов напряжением 110—500 кВ, даны рекомендации по их применению.

В последние годы освоены промышленностью и находят применение в энергосистемах управляемые подмагничиванием реакторы различных классов напряжения, предназначенные для повышения пропускной способности линий высокого напряжения, стабилизации напряжения в распределительных сетях, регулирования реактивной мощности промышленных предприятий [1—4]. Их основными преимуществами являются плавность и большая глубина регулирования, а также конструктивное исполнение, аналогичное силовым трансформаторам соизмеримой мощности как в технологии изготовления, так и в размещении и обслуживании на подстанции. В сочетании с конденсаторной батареей шунтирующий реактор полностью заменяет по своим функциям синхронный компенсатор, имея значительно меньшую стоимость изготовления, монтажа и эксплуатационных затрат.

Внедрение управляемых реакторов в энергосистемах и надежная эксплуатация невозможны без их оснащения комплексом релейной защиты и автоматики (РЗА), обеспечивающим надежное селективное и быстродействующее отключение реактора при внутренних повреждениях или неисправностях сопутствующего оборудования.

Запорожским трансформаторным заводом совместно с лабораторией управляемых реакторов МЭИ, ВЭИ и Раменским заводом «Энергия» завершена разработка трехфазного шунтирующего управляемого реактора 110 кВ, 25 МВ·А типа РТУ-25000/110-У1, головной образец которого успешно прошел комплексные сетевые испытания в 1998 г. на мощном испытательном стенде НТЦ ВЭИ им. Ленина (г. Тольятти).

По результатам испытаний межведомственная комиссия с участием представителей заводов-изготовителей, заказчика и РАО ЕЭС России утвердила акт о соответствии головного образца требованиям технического задания и технических условий.

Наряду с подготовкой и проведением испытаний специалистами НТЦ ВЭИ разработаны и изготовлены система управления реактора и действующий макет комплекса релейной защиты, которые использовались в ходе испытаний го-

ловного образца, а также разработаны рекомендации по проектированию РЗА для подстанции заказчика.

В статье рассматриваются принципы построения комплекса релейной защиты для управляемых реакторов этой серии, выбора состава защит и их уставок. В качестве исходной информации в соответствии с утвержденной программой проведения опытно-промышленных испытаний реактора на действующей подстанции 110/10/6 кВ в режимах стабилизации напряжения и заданной нагрузки принят диапазон рабочих токов от тока ХХ (5 А) до номинального (114 А) с допустимой кратковременной перегрузкой на 40%.

Конструктивно реактор состоит из трех составляющих. Электромагнитная часть реактора — три фазы в едином баке — наружного исполнения, располагается в открытом распределительстве и подключается через выключатель непосредственно к линии 110 кВ (допускается подключение разъединителем, например, при параллельной работе с конденсаторной батареей через общий выключатель, поскольку ток ХХ реактора меньше допустимых для коммутации разъединителями). Внешний источник подмагничивания реактора выпрямленным током — также наружного исполнения — располагается рядом с электромагнитной частью и питается через отдельный выключатель от распределительства 10 кВ (номинальная мощность подмагничивания на два порядка меньше мощности реактора и составляет 100 кВт, поэтому трансформатор со встроенным в него преобразователем размещается в типовом баке трансформатора 250 кВ·А).

Электронная система управления, регулирования, защит и автоматики (СУРЗА) располагается в закрытом отапливаемом помещении на расстоянии до 200 м от электромагнитной части реактора и обеспечивает как автоматическую работу реактора в режимах стабилизации напряжения или заданной реактивной мощности реактора, так и вспомогательные функции: возможность ручного управления, контроль функционирования комплекса РТУ-25000/110 в автоматическом режиме, наличие технологических защит (в частности, защит от несимметрии токов фаз)

и защит, резервирующих основные защиты при соединении (имеют повышенную чувствительность, сравнительно большие выдержки времени и действуют на отключение подмагничивания реактора).

В настоящее время Правилами устройства электроустановок и Руководящими указаниями по релейной защите не регламентирован состав защит для реакторов подобного типа и назначения. Однако для силовых трансформаторов этого класса напряжения и соизмеримой мощности, как правило, предусматриваются в качестве основных защит от внутренних повреждений — дифференциальная и газовая защиты, а от внешних коротких замыканий и перегрузок — максимальная токовая защита, как простая, так и с комбинированным пуском по напряжению, обратной или нулевой последовательности [5,6].

Шунтирующий реактор с односторонним питанием (подключением) и глухозаземленной нейтралью не имеет в отличие от силовых трансформаторов сквозных токов в обмотках при внешних КЗ, что упрощает обеспечение условия селективного действия защит. Поэтому состав его устройств релейной защиты и автоматики может существенно отличаться от принятых для трансформаторов.

В первую очередь, это касается дифференциальных токовых защит, применение которых для управляемого реактора 110 кВ автор считает нецелесообразным по ряду причин:

— нет необходимости отстраиваться от сквозных токов внешних КЗ вне зоны действия основной защиты;

— дифференциальные защиты требуют двустороннего охвата всех ветвей обмоток трансформаторами тока (ТТ), что при трехфазном исполнении реактора в едином баке вызывает конструктивные затруднения по выводу обмоток на крышку бака реактора;

— из-за требований отстройки от апериодических составляющих при переходных процессах различными схемами с торможением применяемые полупроводниковые защиты, например, ДЗТ-21, обладая сложной схемотехникой, тем не менее имеют быстродействие, значительно превышающее период промышленной частоты, и недостаточную чувствительность при замыканиях небольшого количества витков обмотки; так, при принятой уставке по току защиты типа ДЗТ-21 0,3 от номинального тока она охватывает своим действием не более 75—80% витков защищаемой обмотки;

— использование особенностей схемы соединений и режимов работы управляемого реактора, как это показано далее, позволяет существенно повысить эффективность резервных защит и применить новые принципы для выявления витковых замыканий, что делает излишним использо-

вование дифференциальных защит для шунтирующих реакторов этого типа и класса напряжения.

При эксплуатации реактора на конкретной подстанции важными вопросами являются, с одной стороны, влияние реактора на поведение защит других присоединений при внешних для реактора несимметричных КЗ и значения соответствующих токов нулевой последовательности через реактор (ток подпитки места КЗ), а также обеспечение селективной работы защит самого реактора при внешних для него близких КЗ (несрабатывание защит реактора при протекании токов внешних КЗ и при бросках тока фаз после АПВ).

Исследования на математической и физической моделях, а также проведенные испытания головного образца показали, что с точки зрения влияния на расчет установок защит в узле энергосистемы, где будет установлен управляемый реактор, его можно представить схемой замещения, аналогичной обычному трехобмоточному трансформатору с повышенным U_k (30%). В соответствии с этим определяются токи подпитки при несимметричных КЗ вблизи подстанции, на которой установлен реактор.

Эксплуатационные режимы самого реактора в сравнении с трансформатором аналогичной мощности облегчены по условиям обеспечения селективности защит не только в силу ранее отмеченного отсутствия присоединений на вторичной стороне, но и по значениям броска тока намагничивания при включениях. Если для трансформаторов они могут составлять шести- и семикратные значения от номинального тока, то для управляемого реактора при самых неблагоприятных сочетаниях уровня нагрузки (подмагничивания) и угла сетевого напряжения после отключения внешнего КЗ в сети бросок тока намагничивания не превышает двухкратного. Для иллюстрации этих режимов на рис.1 приведены осциллограммы токов в сетевой обмотке реактора при внешнем несимметричном КЗ и при включении после АПВ при полном подмагничивании.

На осциллограмме рис.1,а (сверху вниз) приведены токи фаз А, В, С реактора при близком внешнем замыкании фазы С на землю и его последующем отключении. Ток в месте замыкания для данного расчетного случая составляет 6 кА амплитудного значения и приведен внизу осциллограммы рис.1,а с масштабом 10 кА. Масштаб фазных токов везде составляет 400 А, при этом амплитудное установившееся значение тока фазы С реактора равно 220 А (номинальное амплитудное — 151 А), а максимальное переходное амплитудное значение превышает 400 А и совпадает с постоянной времени 2—3 периода промышленной частоты сети. После отключения внеш-

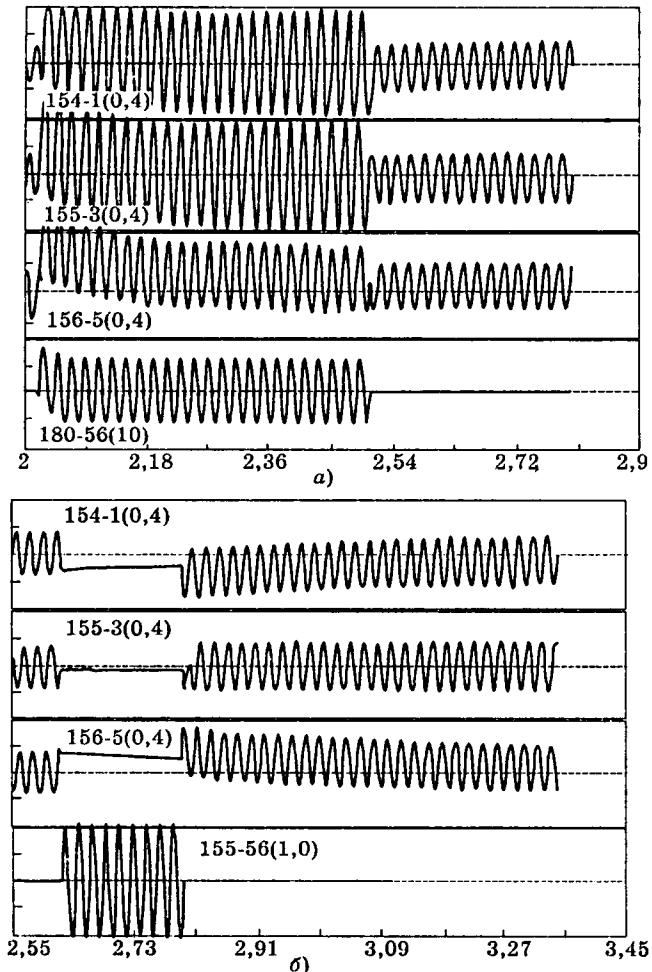


Рис.1. Осциллограммы токов в сетевой обмотке реактора

него КЗ реактор после непродолжительного переходного процесса продолжает работать с заданным значением тока.

На осциллограмме рис.1,б приведены в таких же масштабах те же явления при близком трехфазном КЗ с последующим его отключением. Ток в месте замыкания порядка 10 кА в амплитуде, его длительность соответствует времени действия защит и выключателя. За время глубокой посадки напряжения токи фаз реактора успевают несколько снизиться, но при восстановлении напряжения возникают апериодические составляющие с максимальной амплитудой в фазах А и С менее 370 А.

В случаях успешных циклов АПВ на линии, к которой подключен реактор, время которых в сетях 110 кВ значительно выше времени КЗ, приведенного на осциллограмме рис.1,б (до 3 с и более), а также при меньших значениях подмагничивания и рабочего тока реактора или более благоприятных углах восстановления сетевого напряжения броски токов в фазах сетевой обмотки реактора будут значительно меньше и могут быть меньше их номинального тока.

Кроме того, следует учитывать и использовать тот факт, что в большинстве режимов реактор

используется и коммутируется с нагрузкой, отличной от номинальной, что не только облегчает условия работы оборудования и обеспечение селективности, но и позволяет, как это показано ниже, повысить чувствительность максимальных защит за счет использования уставок, зависимых от режима работы реактора.

На рис.2 приведена электрическая схема соединений обмоток реактора РТУ-25000/110 с предусмотренными в конструкции встроенным ТТ, внешним трансформатором-преобразователем (ТНП) для подмагничивания выпрямленным током и принятым составом релейных защит. ТНП подключается к шинам подстанции 10 кВ и имеет типовую двухступенчатую максимальную токовую защиту (МТЗ), выбор уставок которой не представляет затруднений. Выход выпрямленного напряжения ТНП подключен к двум эквипотенциальным, уравновешенным по переменному току выводам обмоток подмагничивания реактора, соединенных в двойной треугольник.

Фазные сетевые обмотки реактора расщеплены и состоят из двух параллельных секций, каждая из которых располагается на отдельном магнитопроводе соосно с соответствующей секцией обмотки подмагничивания. Секции сетевой обмотки соединены в двойную звезду с глухим заземлением нейтрали, выводы которой охвачены встроенным ТТ. На каждом высоковольтном выводе сетевой обмотки имеется по два встроенных ТТ, один из которых используется для системы управления и измерения, другой — для релейной защиты.

Выводы обмотки подмагничивания, положительный полюс которой глухо заземлен, также охвачены встроенным ТТ. Все ТТ имеют одинаковый коэффициент трансформации 300/5 с промежуточными отводами. К выводам обмотки подмагничивания через гальваническую развязку подключена также защита от всех видов внутренних коротких замыканий, описанная ниже.

Заводом-изготовителем реактора устанавливается типовая газовая защита от повреждений внутри бака, сопровождающихся выделением газа, и от понижения уровня масла. На ТТ фаз в качестве защиты от замыканий на вводах, витковых замыканий и КЗ на корпус подключена двухступенчатая МТЗ с уставками по току по известным соотношениям [6]:

— МТО-110 кВ $I_{c,3} = 1,5 \cdot 114 = 342$ А;

— МТЗ-110 кВ $I_{c,3} = 1,2 \cdot 1,4 \cdot 114 / 0,85 = 225$ А, где 1,4 — коэффициент допустимой перегрузки реактора.

Выдержка времени второй ступени МТЗ для отстройки от бросков тока намагничивания при включении в соответствии с постоянными временем реактора выбрана равной 0,3 с. Однако по условиям отстройки от внешних КЗ в прилегающей сети, как это следует из приведенных ос-

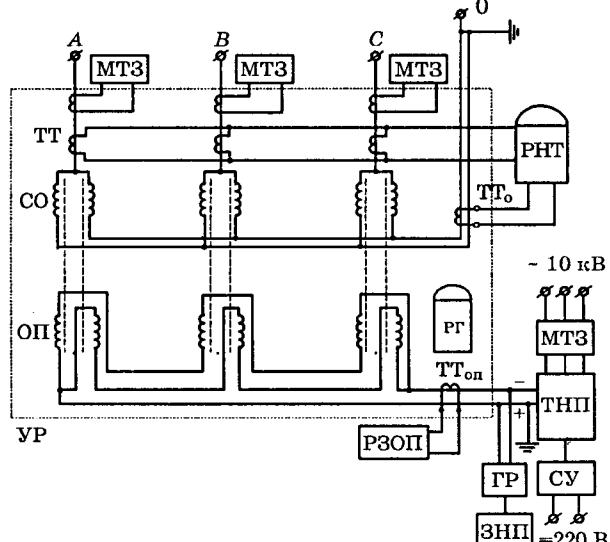


Рис.2. Электрическая схема соединений обмоток ре-актора РТУ-25000/110 с внешним источником подмагничивания ТНП и комплексом устройств РЗА:

магнитных полей ТГН и комплексом устройств ГСН.

УР — управляемый реактор; СО — сетевая обмотка; ОП — обмотка подмагничивания; ТПН — трансформатор-преобразователь; СУ — система управления; МТЗ — максимальная токовая защита; ГР — гальваническая развязка; ТТ — встроенные трансформаторы тока; ЗНП — защита по напряжению подмагничивания; РНТ — реле с БНТ; РГ — газовая защита; РЗОП — резервная защита обмотки подмагничивания

циллограмм, уставку первой ступени МТЗ следует увеличить до 600 А, а время срабатывания второй ступени может быть выше принятых 0,3 с по условию селективности с защитами соседних присоединений.

В качестве основной защиты от всех видов внутренних замыканий обмоток реактора как витковых, так и на корпус используется впервые разработанное устройство, реагирующее на появление переменного напряжения промышленной частоты 50 Гц, которое возникает на выводах обмотки подмагничивания при любой внутренней несимметрии в обмотках реактора благодаря наличию электромагнитных связей между обмотками и выбранной схеме соединений, описанной ранее. В нормальных режимах и при внешних возмущениях на этих выводах присутствует только напряжение подмагничивания.

Указанное устройство подключается к выводам ТНП, имеющего номинальное рабочее напряжение 110 В выпрямленного тока, через гальваническую развязку, исключающую попадание перенапряжений в схему РЗА, и полосовой фильтр, отсекающий постоянную составляющую и шестую гармонику, обусловленную работой шестиполупериодного выпрямителя ТНП. Уставка нуль-органа по напряжению определялась математическим и физическим моделированием ре-

актора и принята равной 55 В переменного напряжения для отстройки от допустимой конструктивной несимметрии обмоток и магнитопровода, а также от кратковременных быстропереходных процессов при внешних возмущениях.

Быстродействие защиты определяется задержками в фильтрах и входных преобразователях, составляя суммарное значение менее одного периода промышленной частоты. При принятой уставке 55 В устройство надежно выявляет замыкание более двадцати витков любой из секций сетевой обмотки реактора и замыкания более трех витков в секциях обмотки подмагничивания, что при числе витков фазной обмотки свыше 2000, а каждой секции обмотки подмагничивания — более 300 позволяет охватить защитой 99% обмоток и значительно превышает по чувствительности показатели аналогичных по назначению дифференциальных защит, например, ДЗТ-21.

Описанная защита с контролем напряжения на выводах обмотки подмагничивания может быть реализована как в составе системы управления реактора, так и независимо от нее на базе обычных электромеханических реле. Простота реализации допускает одновременное применение этих вариантов для взаимного резервирования.

Таким образом, необходимым и достаточным объемом основных защит от всех видов повреждений реактора РТУ-25000/110 является описанный комплекс из защиты по напряжению подмагничивания, газовой защиты и двухступенчатой МТЗ. Эти защиты одновременно и резервируют друг друга практически при всех видах повреждений реактора.

В качестве дополнительных резервных защит для головного образца реактора, помимо встроенных в систему управления защиты от несимметрии фазных токов и автоматического контроля за отработкой заданного режима работы, рассматривались четыре вида токовых защит, подключаемых к имеющимся группам встроенных ТТ.

- максимальная токовая защита с изменяющейся уставкой;
 - токовая защита нулевой последовательности с зависимой уставкой;
 - дифференциальная токовая защита нулевой последовательности;
 - токовая защита на выводах обмотки подмагничивания.

Для повышения чувствительности двух первых резервных токовых защит использована возможность дополнить их схемы блоком определения уставки, который изменяет уставку срабатывания в зависимости от заданного режима работы реактора. Уставка обычной токовой защиты линейно зависит от рабочего тока реактора и при кратности его регулирования более 20 сни-

жается при режиме ХХ до 12 А для второй ступени МТЗ. При этом соответственно возрастает чувствительность защиты, в особенности в режимах, близких к ХХ, когда подмагничивание неизначительно и индуктивность обмоток максимальна.

Поскольку обе защиты дублируют основные и друг друга, одна из них является избыточной, поэтому в качестве резервной выбрана более простая из них МТЗ с зависимой уставкой. Она легко реализуется в составе системы управления реактора и резервирует основную МТЗ на электромеханических реле, обладая при этом высокой чувствительностью. Для реакторов более высоких классов напряжения и мощности оправдано применение в этом качестве еще более чувствительной токовой защиты нулевой последовательности с блокировкой по напряжению, уставка которой также линейно зависит от заданного рабочего тока реактора.

Благодаря тому, что шунтирующий реактор, помимо отмеченного отсутствия сквозных токов КЗ, имеет в сравнении с силовыми трансформаторами значительно меньшие броски тока намагничивания (до 2,0—2,2 номинального тока при кратковременных исчезновениях сетевого напряжения в номинальном режиме), выбрано простейшее исполнение дифференциальной защиты нулевой последовательности фазных обмоток с прямым включением серийного реле с быстронасыщающимся трансформатором (типа РНТ-565) на вычитание токов нулевой последовательности фильтра $3I_0$ фазных ТТ и ТТ в нейтрали реактора. При этом, исключив применение сложных схем защит с торможением, можно иметь уставку защиты меньше номинального тока реактора.

Для резервной защиты обмотки подмагничивания от замыканий на корпус использован ТТ на ее выводах, в котором в нормальных режимах и при витковых КЗ «сквозные» токи по выводам взаимно вычитаются, а при появлении обходной цепи протекания тока замыкания любой секции обмотки на землю в обход ТТ в последнем возникает переменный ток этого же значения. К указанному ТТ подключается максимальное токовое реле, уставка которого по условиям отстройки от несимметрии и переходных процессов составляет 120 А по току и 0,2 с по времени.

Выводы

1. Для головного образца трехфазного шунтирующего управляемого реактора типа РТУ-25000/110-У1 принят следующий состав защит.

Основные защиты, не связанные с системой управления реактором:

— защита от всех видов внутренних замыканий по напряжению на выводах обмотки подмагничивания;

— двухступенчатая максимальная токовая защита на выводах сетевой обмотки;
— газовая защита.

Резервные защиты:

— дифференциальная защита нулевой последовательности сетевой обмотки;
— токовая защита на выводах обмотки подмагничивания;
— максимальная токовая защита с зависимой уставкой в составе системы управления реактором.

Защиты, выявляющие неисправности системы управления и ТНП:

— двухступенчатая максимальная токовая защита на выводах 10 кВ ТНП;
— защита от несимметрии фазных токов, встроенная в систему управления и имеющая уставку 10% номинального тока реактора с выдержкой времени 5 с, обеспечивающей отстройку от переходных процессов;
— автоматический контроль отработки заданного режима работы реактора с уставками по напряжению или по току — реализован в алгоритмах системы управления.

2. Исследования макета на физической модели реактора и в ходе его сетевых испытаний показали надежную работу всех защит комплекса. За время сетевых испытаний и трехмесячной опытной эксплуатации на действующей подстанции 110/10/6 кВ при неоднократных внешних КЗ неселективных действий защит комплекса не наблюдалось.

3. Рассмотренные принципы построения РЗА управляемого подмагничиванием шунтирующего реактора и способы защиты могут быть применены для управляемых реакторов классов напряжения 110—500 кВ.

Список литературы

1. Управляемые реакторы//Электротехника. 1991. № 2.
2. Брянцев А.М., Бики М.А., Долгополов А.Г. и др. Управляемые подмагничиванием шунтирующие реакторы — принципиально новая разработка в области электротехники//Тез. докл. IV Международного симпозиума ТРАВЭК «Электротехника 2010». Наука. Производство. Рынок. М., 1997.
3. Брянцев А.М., Бики М.А., Долгополов А.Г. и др. Трехфазный управляемый реактор РТУМ-25000/110// Тез. докл. IV Международного симпозиума ТРАВЭК «Электротехника 2010». Наука. Производство. Рынок. М., 1997.
4. Бики М.А., Бродовой Е.Н., Брянцев А.М. и др. Управляемые шунтирующие реакторы для электрических сетей высокого напряжения//Электротехника. 1994. № 9.
5. Правила устройства электроустановок: М.: Энергоатомиздат, 1986.
6. Федосеев А.М. Релейная защита электрических систем. М.: Энергия, 1976.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Контроль скоростных характеристик высоковольтных выключателей емкостным методом

ДОЛГИХ В. В., КИРИЕВСКИЙ Е. В., кандидаты техн. наук

НПО «Диатех»

Теоретически обоснован новый способ контроля скоростных характеристик высоковольтных выключателей, основанный на измерении электрической емкости между контактами выключателя в процессе его включения или отключения. Выведены соотношения, позволяющие по измеренной емкости или скорости ее изменения вычислять скорость перемещения контактов выключателя. Описана функциональная схема разработанного микропроцессорного автоматического регистратора скоростных характеристик высоковольтных выключателей, основанного на емкостном методе контроля.

Важной проблемой современной электроэнергетики является обеспечение высокой надежности коммутационной аппаратуры, в частности, высоковольтных выключателей. Одним из основных направлений решения этой проблемы является совершенствование диагностики состояния выключателей и своевременное выявление потенциальных отказов [1]. Подтверждением тенденции расширения применения диагностики коммутационных аппаратов является включение в число изучаемых проблем Исследовательского комитета по коммутационному оборудованию СИГРЭ тематики по применению диагностики с целью повышения надежности и улучшения эксплуатации коммутационной аппаратуры [2]. Особое внимание при этом уделяется совершенствованию методов эксплуатационного контроля и диагностики выключателей [3].

В настоящее время для диагностики выключателей используют ряд информативных параметров, среди которых одним из основных является скорость перемещения подвижных контактов [2]. Наиболее распространен в нашей стране метод измерения скорости контактов с помощью вибрографа, основанный на формировании периодического колебательного процесса с помощью вибратора с пишущим узлом и штанги с диаграммной лентой, которая кинематически связана с подвижным контактом коммутационного аппарата [4]. По длине изображения периодов с учетом частоты колебания пишущего узла вибрографа «вручную» рассчитывают значения скорости перемещения контакта в различных точках его траектории. Этот метод требует большого объема подготовительных и восстановительных работ, таких как: установка и регулировка электромагнитного вибратора; слив масла из бака перед испытаниями и последующее его заполнение при испытании некоторых типов выключа-

телей; при установке штанги с держателем диаграммной бумаги для выключателей, установленных в комплектных распредел устройствах, например, подвесных коммутационных аппаратов, необходимо выполнять их демонтаж из ячеек. Диагностика же коммутационных аппаратов, не имеющих выхода кинематических элементов привода наружу и не допускающих частичной разборки для получения такого доступа, с использованием вибрографа оказывается вообще невозможной. И, наконец, погрешность измерения скорости перемещения контактов с использованием вибрографов настолько велика, что эти приборы не подлежат аттестации как средства измерения. Следует отметить также, что с увеличением быстродействия коммутационных аппаратов точность результатов измерения скорости вибрографом еще более снижается из-за уменьшения числа периодов изображения сигнала на виброграмме. Кроме того, затруднена автоматизация обработки виброграмм.

В последние годы как за рубежом (например, в США фирмой «Doble Engineering Company»), так и в нашей стране (Сибирский энергетический институт, г. Иркутск; предприятие «Энергопрогресс», г. Казань) предпринимались попытки создания автоматической диагностической аппаратуры, основанной на использовании микропроцессорной техники, что в общем решало некоторые из отмеченных проблем, возникающих при использовании вибрографов, и, прежде всего, проблему автоматизации процесса диагностики. Однако, известные разработки обладают общим существенным недостатком: они требуют обязательного использования дорогостоящих датчиков перемещения контактов выключателя, что приводит к большому объему подготовительных и восстановительных работ при диагностике, значительно усложняет комплект диагностической

аппаратуры и снижает ее надежность. Причем, в связи с широкой номенклатурой конструкций выключателей приходится оснащать диагностические приборы датчиками различной конструкции.

Учитывая изложенное, в НПО «Диатех», (г. Новочеркасск) был разработан новый способ диагностики коммутационных аппаратов [5] с использованием емкостного метода измерения, не требующий применения каких-либо датчиков. Роль «универсального датчика» перемещения подвижного контакта коммутационного аппарата практически любой конструкции выполняет электрическая емкость между подвижным и неподвижным контактами, значение которой зависит от расстояния между контактами. При этом для определения скорости перемещения контактов используются две емкостные зависимости: *эталонная* — зависимость $C_{\text{эт}}(s)$ от расстояния s между контактами фазы выключателя вдоль траектории перемещения подвижного контакта (кривая 1 на рис.1), на основании которой выполняются необходимые преобразования, и *снижаемая* в процессе диагностики выключателя зависимость $C_{\text{д}}(t)$ емкости между контактами фазы от времени t (кривая 2 на рис.1).

В общем случае зависимости емкости от расстояния между контактами отличаются для разных типов коммутационных аппаратов. Эта неоднозначность существенно усложняет непосредственное использование емкостного метода для определения параметров движения подвижного контакта диагностируемого аппарата. Однако, как показали исследования, для аппаратов одной модификации, имеющих одну конструкцию, практически одинаковые размеры контактов и других конструктивных элементов, зависимости емкости от расстояния между контактами имеют одинаковый характер и отличаются друг от друга только постоянными составляющими (из-за разных длин присоединенных участков шин, влияния близкорасположенных металлических деталей распределительных устройств) и диапазоном изменения емкости изменяющихся составляющих (из-за разных значений диэлектрической проницаемости воздуха, масла или элегаза между контактами, а также отклонений размеров контактов и других металлических элементов конструкции).

Поскольку определение скорости перемещения контактов основано согласно [5] на использовании изменения емкости при перемещении контактов, то истинное значение постоянных составляющих не влияет на результат измерения. Для удобства анализа и практического определения значений этих составляющих целесообразно, как это видно из рис.1, принять их равными емкостям между контактами аппаратов в отключенном состоянии $C_{\text{эт.откл}}$ и $C_{\text{д.откл}}$ для эталонного и диагностируемого аппаратов соответственно.

Таким образом, каждую из зависимостей $C_{\text{эт}}(s)$ и $C_{\text{д}}(t)$ можно представить в виде двух составляющих — постоянной и изменяющейся:

$$C_{\text{эт}}(s) = C_{\text{эт.изм}}(s) + C_{\text{эт.откл}},$$

$$C_{\text{д}}(t) = C_{\text{д.изм}}(t) + C_{\text{д.откл}},$$

где $C_{\text{эт.изм}}(s)$ и $C_{\text{д.изм}}(t)$ — изменяющиеся составляющие емкостных зависимостей эталонного и диагностируемого выключателей соответственно.

Для аппаратов одной модификации изменяющиеся составляющие в функции расстояния пропорциональны друг другу с коэффициентом K_m

$$C_{\text{д.изм}}(s) = K_m C_{\text{эт.изм}}(s). \quad (1)$$

Это позволяет при умножении на соответствующий коэффициент K_m использовать однократно снятую и хранящуюся в памяти измерительного устройства зависимость $C_{\text{эт}}(s)$ одного выключателя, принимаемого в качестве эталонного, для определения скорости перемещения контактов других однотипных выключателей — диагностируемых.

Графически такое пропорциональное преобразование может быть выполнено переносом точек с помощью прямой 3 масштабного преобразования (рис.1). Коэффициент K_m может быть определен по соотношению емкости $C_{\text{эт.изм}}^*$ в точке масштабирования на расстоянии s^* для контактов эталонного аппарата и емкости $C_{\text{д.изм}}^*$ в момент масштабирования t^* для диагностируемого аппарата при прохождении его подвижным контактом точки с расстоянием s^* :

$$K_m = C_{\text{д.изм}}^* / C_{\text{эт.изм}}^*.$$

Расстояние s^* для определения коэффициента K_m на зависимости $C_{\text{эт}}(s)$ или $C_{\text{эт.изм}}(s)$ представим в виде:

$$s^* = q s_{\text{max}},$$

где s_{max} — максимальное расстояние между контактами фазы эталонного аппарата; q — коэффициент, характеризующий степень близости контактов эталонного аппарата в точке масштабирования.

Для диагностируемого аппарата на зависимости $C_{\text{д}}(t)$ или $C_{\text{д.изм}}(t)$ расстоянию s^* будет соответствовать момент времени масштабирования t^* , равный при включении диагностируемого аппарата

$$t^* = (1 - r) T_{\text{п}},$$

или при его отключении

$$t^* = r T_{\text{п}},$$

где r — коэффициент, характеризующий интервал времени между моментом t^* и моментом замыкания или размыкания контактов фазы диагностируемого аппарата; $T_{\text{п}}$ — время перемещения контакта в разомкнутом состоянии.

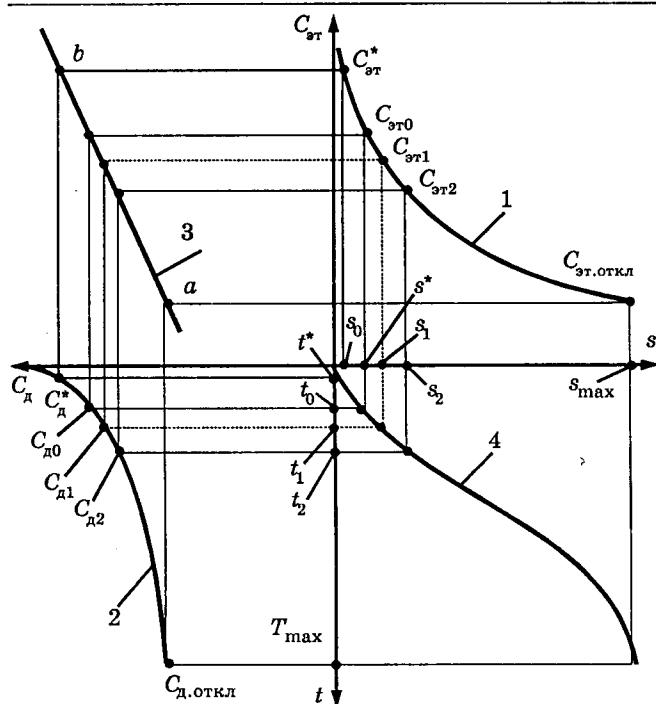


Рис.1. К пояснению емкостного метода измерения скорости перемещения контактов высоковольтных выключателей

Из-за неравномерности перемещения подвижных контактов и различия форм графиков скорости для различных экземпляров коммутационных аппаратов точное соответствие момента t^* и расстояния s^* можно установить только при максимальном значении этого расстояния, т.е. в отключенном состоянии, когда $C_{\text{эт.изм}} = C_{\text{д.изм}} = 0$. Эта точка (точка a) является начальной на линии 3 масштабного преобразования (рис.1). Второй точкой, в которой существует однозначное соответствие момента t^* и расстояния s^* , является точка касания контактов. Однако использование непосредственно этой точки невозможно, так как в ней значения емкостей $C_{\text{эт}}$ и $C_{\text{д}}$, а также крутизна емкостных зависимостей стремятся к бесконечности. Это приводит к большим ошибкам из-за влияния помех, динамических погрешностей измерений $C_d(t)$, дискретности хранимой в памяти устройства информации и ряда других причин. Кроме того, значение емкости при малом расстоянии между контактами сильно зависит от незначительных отклонений формы поверхностей контактов в результате их электрической эрозии, зачистки при ремонтах, производственных допусков при изготовлении и т. п.

Поэтому наиболее приемлема точка, близкая к точке касания контактов (точка b на рис.1). Как показали исследования, наибольшая точность масштабирования достигается при значениях r и q , выбираемых в диапазоне от 0,02 до 0,1. В этом случае для упрощения можно принимать $r = q$, что обеспечивает погрешность определе-

ния масштабирования емкостных зависимостей из-за неравномерности скорости перемещения контактов не более 1—2%. Тогда момент t^* может быть определен для выбранного расстояния s^* по одной из формул:

$$t^* = T_{\text{пп}} s^* / s_{\text{max}}, \quad (2)$$

$$t^* = T_{\text{пп}} (1 - s^* / s_{\text{max}}), \quad (3)$$

причем формула (2) используется при включении аппарата, а формула (3) — при его отключении.

На основании полученных соотношений между емкостными зависимостями эталонного и диагностируемого выключателей возможны два варианта определения скорости перемещения контактов. Первый основан на определении моментов времени прохождения двух или более точек. Он заключается в следующем. Для заданной точки измерения скорости, соответствующей расстоянию s_1 , выбирают две вспомогательные точки на таком расстоянии друг от друга и от заданной точки, на котором можно пренебречь неравномерностью скорости и считать ее постоянной (например точки s_0 и s_2), и по зависимости $C_{\text{эт}}(s)$ определяют значения междуконтактной емкости $C_{\text{эт}0}$ и $C_{\text{эт}2}$ в этих точках. После умножения соответствующих значений изменяющейся составляющей эталонной зависимости на коэффициент K_m определяют емкости $C_{\text{д}0}$ и $C_{\text{д}2}$ диагностируемого выключателя и моменты времени t_0 и t_2 . Затем скорость вычисляют по классической формуле для времяпролетного метода измерения скорости [6] как отношение разности расстояний $s_2 - s_0$ к разности моментов времени $t_2 - t_0$.

Этот вариант позволяет, задавая отдельные значения расстояния s_i , находить соответствующие им значения T_i и строить график $s(t)$ зависимости расстояния между контактами от времени (кривая 4). Затем в любой точке траектории перемещения контакта скорость может быть определена дифференцированием полученной зависимости по времени. Как видно из графика, некоторая ошибка в определении параметров масштабирующей линии действительно, как отмечалось выше, приведет к незначительной погрешности определения траектории перемещения контакта, а следовательно, и скорости его перемещения.

Второй вариант определения скорости перемещения контактов учитывает, что в процессе движения контактов диагностируемого выключателя измеряемая емкость изменяется в функции расстояния s между контактами, которое, в свою очередь, изменяется во времени t . В соответствии с этим можем записать:

$$C_{\text{д}}(t) = C_{\text{д}}(s(t)).$$

После дифференцирования по времени этой зависимости как сложной функции получаем:

$$dC_D(t)/dt = [dC_D(s)/ds](ds/dt).$$

Учитывая, что ds/dt — это скорость v перемещения контакта, ее значение в любой координате траектории можно определить по формуле:

$$v = [dC_{\pi}(t)/dt]/[dC_{\pi}(s)/ds]. \quad (4)$$

Как следует из выражения (1), производные зависимостей $C_d(s)$ и $C_{\text{ср}}(s)$ также пропорциональны друг другу:

$$dC_{\text{д.изм}}(s)/ds = K_m dC_{\text{эт.изм}}(s)/ds.$$

С учетом этого из выражения (4) окончательно получаем:

$$v = K_m [dC_d(t)/dt]/[dC_{st}(s)/ds]. \quad (5)$$

При этом следует подчеркнуть, что производная $dC_d(t)/dt$ должна быть определена в момент времени t_1 прохождения подвижным контактом точки на заданном расстоянии s_1 , на котором определена производная $dC_{st}(s)/ds$. Нахождение соответствующих друг другу точек на емкостных зависимостях, как и в предыдущем варианте, обеспечивается путем пересчета значений емкости с помощью масштабного коэффициента K_m .

Согласно этому варианту в точке с заданным расстоянием s_1 по эталонной емкостной зависимости определяют емкость C_{st1} и производную $(dC_{st}/ds)_1$. По полученной в процессе испытаний зависимости $C_d(t)$ определяют емкость C_{d1} в момент времени t_1 и производную $(dC_d/dt)_1$, а затем по формуле (5) вычисляют скорость перемещения контакта в этот момент времени.

Упрощенная функциональная схема микропроцессорного автоматического регистратора скоростных характеристик высоковольтных выключателей «МАРС-1», разработанного на основе описанного способа, приведена на рис.2.

Основным блоком регистратора, осуществляющим обработку информации и управление работой прибора, является микропроцессорный контроллер *МПК*. В его постоянном запоминающем устройстве (на схеме не показано) на основании предварительных измерений записываются таблицы значений междуконтактной емкости в некоторых точках траектории перемещения контактов для выключателей различных типов - эталонные зависимости. В регистраторе реализован вариант вычисления скорости контактов с использованием производных емкостных зависимостей, поэтому в его память занесены также и значения производных $dC_{\text{ст}}/ds$, вычисленные в точках измерения скорости.

К МПК подключаются блок сопряжения БС, который осуществляет согласование МПК с контролируемым высоковольтным выключателем ВВ, индикаторное табло ИТ и кнопки управления.

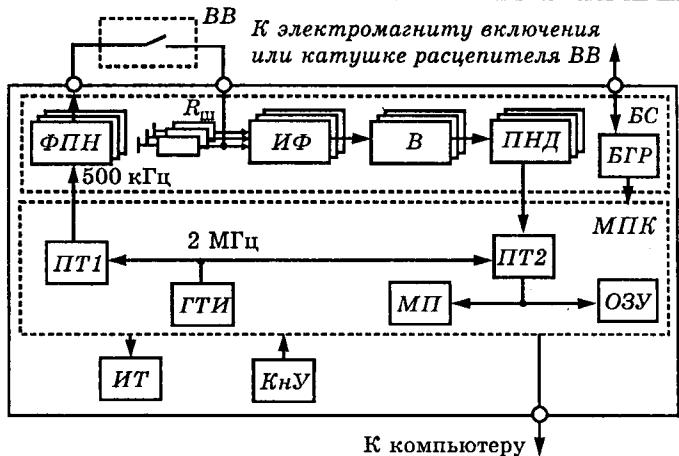


Рис.2. Функциональная схема микропроцессорного автоматического регистратора скоростных характеристик высоковольтных выключателей

ния *КиУ*, с помощью которых обеспечивается управление работой регистратора. Для испытаний трехфазных выключателей *БС* в основной своей части выполнен трехфазным. В его состав входят три измерительных канала, каждый из которых содержит формирователь переменного напряжения *ФПН* синусоидальной формы, шунт $R_{ш}$, избирательный фильтр *ИФ*, выпрямитель *В* и преобразователь напряжение — длительность импульса *ПНД*.

После поступления через блок гальванической развязки *БГР* импульса запуска от электромагнита включения или катушки расцепителя *ВВ* регистратор переключается в режим измерения. При этом из выходного сигнала генератора тактовых импульсов *ГТИ* частотой 2 МГц программируемым таймером *ПТ1* формируется импульсная последовательность частотой 500 кГц, которая поступает на входы *ФПН* и преобразуется ими в переменные напряжения синусоидальной формы. Протекающие под действием этих напряжений токи через междуконтактные емкости каждой фазы *ВВ* создают падения напряжения, которые после выделения основной частоты избирательными фильтрами *ИФ* и выпрямления выпрямителями *В* в виде постоянных напряжений подаются на входы преобразователей напряжение — длительность импульса *ПНД*. Их выходные сигналы затем подаются на входы разрешения счета соответствующих каналов программируемого таймера *ПТ2*. На счетные входы этих каналов поступают импульсы *ГТИ* с частотой 2 МГц. В результате в счетчиках *ПТ2* накапливается количество импульсов, пропорциональное среднему значению междуконтактной емкости каждой фазы *ВВ* за время тока измерения.

Благодаря стабилизации выходных напряжений $\Phi ПН$, токи, протекающие через междуконтактные емкости, пропорциональны им. $МП$ запускает $ПНД$ с постоянным периодом, задаю-

щим дискретность времени измерения между контактных емкостей, и после подсчета количества импульсов ГТИ таймером ПТ2 выполняет передачу результатов измерения в каждой фазе в оперативное запоминающее устройство ОЗУ. Период запуска ПНД определяется ожидаемым значением времени включения или отключения ВВ (по данным Технических Условий на соответствующий тип выключателя с учетом возможного превышения этого времени) так, чтобы за время перемещения контактов было выполнено до 256 отсчетов значений емкости. В результате к окончанию цикла измерения (к моменту остановки контактов) в ОЗУ формируются три таблицы зависимостей $C_d(t)$ для трех фаз ВВ. По этим таблицам МП осуществляет вычисление значений скорости перемещения контактов ВВ в соответствующих точках траектории их перемещения.

Для повышения помехозащищенности использованы фильтрация измерительных сигналов, интегрирующее преобразование в длительности импульсов, а также программное сглаживание зависимостей $C_d(t)$. Уменьшение погрешностей дискретизации по времени и квантования по уровню достигается использованием комбинированной ступенчато-линейной аппроксимации зависимостей $C_d(t)$, полученных в результате измерения. С учетом принятых мер расчетное значение погрешности определения скорости в условиях уровня помех, характерных для действующих электрических станций и подстанций, не превышает 10%.

В процессе вычисления скорости по длительности интервала времени, на котором производная dC_d/dt не изменяет свой знак, регистратор определяет время перемещения контактов, а затем по нему вычисляет собственное время включения или отключения аппарата, а также разновременность замыкания или размыкания контактов выключателя по фазам.

Результаты измерений накапливаются и сохраняются в памяти регистратора длительное время. Просмотр этих результатов может быть выполнен в любое время. Предусмотрена возможность подключения регистратора к персональному компьютеру для последующей распечатки протокола испытаний.

Практическая реализация разработанного емкостного способа диагностики коммутационных аппаратов позволяет:

- сократить время и объем подготовительных и восстановительных работ при диагностике коммутационных аппаратов за счет исключения операций слива из бака аппарата масла (и последующего его наполнения), установки и снятия штанги вибрографа;

- проводить испытания подвесных коммутационных аппаратов без их демонтажа из яче-

ек комплектных распредел устройств;

— автоматизировать операции диагностики за счет автоматического определения скорости и ряда других параметров движения контактов аппарата с устранением операций ручной обработки результатов измерений.

В настоящее время в НПО «Диатех» освоено производство описанных переносных автоматических регистраторов скоростных характеристик высоковольтных выключателей «МАРС-1», поставляемых по заказам энергетических предприятий, эксплуатирующих выключатели, а также заводов—изготовителей коммутационной аппаратуры и ремонтных предприятий.

Список литературы

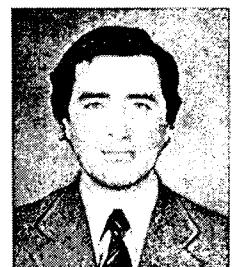
1. Белкин Г.С. Перспективы развития коммутационной аппаратуры высокого напряжения//Электротехника. 1997. №1. С. 5—7.
2. Шилин Н.В. Диагностика коммутационных аппаратов высокого напряжения за рубежом//Электрические станции. 1993. №11. С. 59—69.
3. Дьяков А.Ф., Мамиконянц Л.Г., Савваитов Д.С. Актуальные проблемы электроэнергетических систем и их электрооборудования//Электричество. 1993. №10. С. 7.
4. Справочник по электроснабжению промышленных предприятий. В 2-х кн. Под общ. ред. А.А. Федорова и Г.В. Сербинонского. Кн. 2. Технические сведения об оборудовании. М.: Энергия. 1974.
5. Пат. 2117309 РФ. Способ диагностики электрического коммутационного аппарата (его варианты)/Долгих В.В., Кириевский Е.В., Долгих П.В., Кириевский В.Е.//Открытия. Изобретения. 1998. № 22.

6. Кириевский Е.В., Михайлов А.А. Оценка методической погрешности измерителя линейной скорости с распределенным регистрирующим контуром//Известия вузов. Электромеханика. 1995. № 1—2. С. 46—49.



Долгих Владимир Васильевич — главный инженер Научно-производственного объединения «Диатех» (г.Новочеркасск). Закончил электромеханический факультет Новочеркасского политехнического института (НПИ) в 1964 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1973 г. по элементам противоаварийной автоматики автономных электроэнергетических систем переменного тока.

Кириевский Евгений Владимирович — директор Научно-производственного объединения «Диатех» (г.Новочеркасск). Закончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института (НПИ) в 1969 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1975 г. по противоаварийной автоматике автономных электроэнергетических систем постоянного тока.



Анализ характеристик электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем методом конечных элементов

КОНЯЕВ А.Ю., доктор техн.наук, проф., НАЗАРОВ С.Л., канд.техн.наук

Уральский ГТУ

Рассматриваются особенности применения метода конечных элементов для расчета усилий, действующих на немагнитную проводящую пластину произвольной формы в бегущем магнитном поле электродинамического сепаратора.

Одним из путей решения задач охраны окружающей среды и ресурсосбережения является глубокая переработка отходов производства и потребления, предполагающая разделение отходов на фракции с последующим их использованием в качестве вторичного сырья. Как показывает анализ работ в этой области, для извлечения из твердых отходов неферромагнитных металлов наиболее целесообразны электродинамические сепараторы с бегущим магнитным полем на основе линейных индукционных машин (ЛИМ). При этом извлекаемые проводящие предметы выполняют роль вторичного элемента (ВЭ) таких ЛИМ. Рассматриваемые устройства имеют ряд специфических особенностей, определяющих своеобразие электромагнитных и электромеханических процессов в них. Отметим, например, что форма, размеры и материал ВЭ в сепараторах не являются предметом выбора и могут быть далеки от оптимальных. Анализ ЛИМ сепараторов осложняется необходимостью учета явлений, присущих всем индукционным машинам с бегущим магнитным полем (продольный и поперечный краевые эффекты, толщинный эффект). При проектировании ЛИМ сепараторов следует принимать во внимание также и технологические факторы: характер перемещения отходов, наличие сил сопротивления среды и т.д. Строгое решение задачи расчета ЛИМ сепаратора с учетом всех указанных особенностей не представляется возможным. Поэтому одной из целей исследований электродинамических сепараторов, выполняемых в последние годы в Уральском государственном техническом университете, являлась оценка влияния различных факторов на конечный результат (извлечение проводящих предметов) и обоснование допущений, упрощающих расчетные модели сепаратора. Например, показано, что работоспособность сепараторов, в первую очередь, определяется начальным ускорением, сообщаемым извлекаемым предметам. При этом проектирование сепараторов на начальной стадии может быть сведено к электромагнитному расчету ЛИМ с коротким ВЭ, работающим в режиме короткого замыкания, а основным критерием оптимизации ЛИМ становятся начальное усилие F и удельное усилие извлечения — начальное ускорение $F_m = F/m$, Н/кг или м/с².

В свою очередь, электромагнитный расчет ЛИМ сепараторов с учетом всех указанных особенностей возможен только при моделировании ЛИМ в трехмерной постановке и использовании численных методов. Однако несимметрия магнитной и электрических цепей рассматриваемой ЛИМ с коротким ВЭ не позволяет ограничить расчетную область осями симметрии, что обуславливает неоправданную громоздкость и сложность таких расчетов. Поэтому при решении поставленной задачи авторы использовали квазитрехмерный подход, суть которого состоит в последовательном решении взаимосвязанных задач в одно- и двумерной постановке. Особенности такого подхода описаны, например в [1—3]. На первом этапе исследований авторы сознательно отдавали предпочтение аналитическим методам решения дифференциальных уравнений, составляющих математическую модель ЛИМ. Аналитические решения, обладая наглядностью, позволяют вычленить влияние на конечный результат отдельных явлений. При этом удается ранжировать принимаемые во внимание факторы и при последующем моделировании ЛИМ учитывать только наиболее значимые из них. В [1—3] показано последовательное развитие математических моделей сепаратора, основанных на аналитических методах. Тестирование полученных методик расчета ЛИМ сепаратора показало возможность их использования в широком диапазоне изменения параметров (размеры индукторов и ВЭ, частота бегущего магнитного поля). В то же время рассмотренные в [1—3] модели ЛИМ описывают воздействие бегущего магнитного поля только на проводящую пластину прямоугольной формы, поверхность и оси которой параллельны поверхности и осям индуктора. Как отмечалось ранее, для ЛИМ сепараторов характерны произвольные форма проводящих предметов и ориентация их в рабочей зоне. Учет таких особенностей возможен только при использовании численных методов. В предлагаемой статье излагается решение задачи на основе метода конечных элементов (МКЭ).

Как показано в [3] уменьшение погрешностей расчета электромагнитных усилий в сепараторе в наибольшей степени зависит от корректности расчета значения и распределения вторичных токов с учетом ограниченности размеров

ВЭ. Остальные факторы (например, продольный краевой и толщинный эффекты) менее значимы и могут быть учтены приближенно. С учетом сказанного индуктор ЛИМ сепаратора в математической модели целесообразно представить двумя гладкими ферромагнитными поверхностями, разделенными зазором δ , а реальный ВЭ заменить эквивалентным, заполняющим всю высоту зазора, с соответствующим уменьшением электропроводности. Такой подход к моделированию ЛИМ наиболее подробно описан проф. А.И.Вольдеком в [4]. Следуя [4], принимаем во внимание только нормальную составляющую напряженности магнитного поля в зазоре (H_z) и составляющие плотности вторичного тока (J_{2x} , J_{2y}). При этом поле в области, занятой ВЭ, можно описать дифференциальным уравнением вида:

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - \nu \mu_0 \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} - j \omega \mu \gamma H_z = - \left[\frac{\partial J_{y\text{ст}}}{\partial x} - \frac{\partial J_{x\text{ст}}}{\partial y} \right] = - \text{rot}_z J_{\text{ст}}. \quad (1)$$

Как показано в [4], наличие только одной составляющей напряженности поля H_z возможно только в случае, когда ток обмотки индуктора сосредоточен не в пазах, а распределен по сечению зазора равномерно с объемной плотностью J_1 . Вторичный ток, так же как и первичный, равномерно распределяется по высоте зазора и имеет объемную плотность J_2 . Как видно из (1), описанный подход позволяет существенно упростить расчеты: вместо двух неизвестных величин — составляющих плотности тока или векторного магнитного потенциала по осям x и y достаточно определить только одну — составляющую напряженности магнитного поля по оси z . На эффективность применения МКЭ для решения уравнений, записанных относительно напряженности магнитного поля, при двумерном расчете индуцированных токов указывается в [5], хотя и отмечается необходимость «... использовать метод осторожно с проверкой справедливости выдвинутых положений».

Приведем некоторые пояснения относительно исходной модели и уравнения (1). Особенностью модели А.И.Вольдека является совмещение в одном месте — воздушном зазоре двух сред с различными свойствами, токами и различной скоростью движения. Такая постановка задачи делает невозможным непосредственное применение МКЭ, требующего однозначной трактовки среды. Однако первичный и вторичный токи в данной модели несут различную смысловую нагрузку. Если вторичный ток — это ток, характеризующий преобразование электрической энергии в механическую и тепловую во вторичном элементе, то первичный — определяет значение и распределение первичного магнитного поля и не создает потерь в той же среде.

Приведенные рассуждения позволяют разделить две среды и плотности токов следующим образом:

- среда МКЭ отождествляется только со средой вторичного элемента ($\gamma_{\text{МКЭ}} = \gamma_{\text{ВЭ}}$, $\mu_{\text{МКЭ}} = \mu_{\text{ВЭ}}$);
- распределение первичной плотности тока однозначно определяет распределение первично-го магнитного поля.

Перечисленные особенности рассматриваемой задачи делают предпочтительным использование вариационной формулировки МКЭ, основанной на энергетических соотношениях, — как более прозрачной с точки зрения физических представлений. Недостаток такого подхода — невозможность решения задачи для движущегося ВЭ, поскольку дифференциальное уравнение (1), будучи уравнением второго порядка с первой производной, не имеет функционала [6]. Однако для анализа режима короткого замыкания рассматриваемых ЛИМ выбранный путь целесообразен.

Как известно, отправной точкой энергетической формулировки МКЭ служит представление о том, что устойчивое состояние объектов описывается минимумом энергии. Составление выражения для энергии в выделенном объеме через величину, описывающую электромагнитное поле, позволяет при этом находить распределение поля как пространственную функцию выбранной величины, которая обеспечивает выражению энергии наименьшее значение. В нашем случае расчетной областью служит пространство, занятое вторичным элементом, а величиной, характеризующей магнитное поле, — составляющая напряженности магнитного поля H_z . Для определения полной мощности вторичного элемента воспользуемся теоремой Пойнтинга, согласно которой полная мощность потока энергии, втекающего в замкнутый объем V , определяется интегралом вектора Пойнтинга Π по поверхности s , ограничивающей этот объем

$$S = \oint_s \Pi ds,$$

где $\Pi = E \times H$ — вектор Пойнтинга.

Теорема Остроградского-Гаусса позволяет осуществить переход от поверхностного к объемному интегралу, а с учетом постоянства всех величин по оси z — от интеграла по границе l к поверхностному по площади s

$$\oint_l [E \times H] dl = \oint_s \text{div}[E \times H] ds. \quad (2)$$

Дальнейшие преобразования будут связаны с интегралом по площади s . Используем известное соотношение векторного анализа

$$\text{div}[E \times H] = H \text{rot} E - E \text{rot} H. \quad (3)$$

Отметим сразу, что под вектором напряженности электрического поля E будем понимать только индуцированную (во вторичном элементе) напряженность электрического поля.

Первое слагаемое в (3) выразим через напряженность магнитного поля с помощью следующих соотношений

$$\begin{cases} \mathbf{H} = kH_z; \\ \text{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -k\mu \frac{\partial H_z}{\partial t}, \end{cases} \quad (4)$$

что для синусоидально изменяющихся во времени величин позволяет получить,

$$H \text{rot} \mathbf{E} = -j\omega\mu H_z^2. \quad (5)$$

Для преобразования второго слагаемого (3) используем соотношения

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}_{\text{и}} + \mathbf{J}_{\text{ст}}, \quad (6)$$

$$\mathbf{J}_{\text{и}} = \gamma \mathbf{E}. \quad (7)$$

Здесь полная плотность тока представлена сторонней $\mathbf{J}_{\text{ст}}$ (заданной) и индуцированной $\mathbf{J}_{\text{и}}$ плотностями тока. Тогда

$$E \text{rot} \mathbf{H} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{J}_{\text{и}}^2 + \frac{1}{\gamma} \mathbf{J}_{\text{и}} \mathbf{J}_{\text{ст}}. \quad (8)$$

Рассмотрим полученное выражение. Первое слагаемое в (8) представляет собой джоулевы потери в ВЭ, создаваемые индуцированным током. Второе слагаемое не имеет смысла и его появление обусловлено особенностью исходной модели, где сторонний ток вводится только в качестве источника первичного магнитного поля и не создает потерь. Для учета этого из (8) необходимо исключить мощность, соответствующую сторонней плотности тока,

$$E \text{rot} \mathbf{H} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{J}_{\text{и}}^2. \quad (9)$$

При этом электрические потери от индуцированного тока представим в виде

$$\frac{1}{\gamma} \mathbf{J}_{\text{и}}^2 = \frac{1}{\gamma} [(J_{\text{и}} + J_{\text{ст}})^2 - 2J_{\text{ст}}(J_{\text{и}} + J_{\text{ст}}) + J_{\text{ст}}^2], \quad (10)$$

что позволяет выразить второе слагаемое (3) через две величины: искомую — напряженность магнитного поля H_z и заданную — плотность стороннего тока $J_{\text{ст}}$ и учесть при этом реакцию вторичных токов, описываемую соотношениями (4), (6)

$$E \text{rot} \mathbf{H} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{J}_{\text{и}}^2 = \frac{1}{\gamma} [(\text{rot} \mathbf{H})^2 - 2J_{\text{ст}} \text{rot} \mathbf{H} + 2J_{\text{ст}}^2]. \quad (11)$$

Далее, раскрывая в (11) векторы $\text{rot} \mathbf{H}$ и $\mathbf{J}_{\text{ст}}$ через их составляющие

$$\begin{cases} \mathbf{J} = iJ_{x\text{ст}} + jJ_{y\text{ст}}; \\ \text{rot} \mathbf{H} = i \frac{\partial H_z}{\partial y} - j \frac{\partial H_z}{\partial x}, \end{cases} \quad (12)$$

получаем мощность в объеме вторичного элемента S в виде функции одной неизвестной — напряженности магнитного поля H_z :

$$\begin{aligned} S = -\delta \int_s \left\{ \frac{1}{\gamma} \left[\left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right)^2 \right] + j\omega\mu H_z^2 + \right. \\ \left. + \frac{2}{\gamma} \left[\frac{\partial H_z}{\partial x} J_{y\text{ст}} - \frac{\partial H_z}{\partial y} J_{x\text{ст}} + \frac{J_{x\text{ст}}^2 + J_{y\text{ст}}^2}{2} \right] \right\} ds. \quad (13) \end{aligned}$$

Поскольку полученное выражение для мощности ВЭ содержит слагаемые, определяемые за данной величиной — сторонней плотностью тока, то в качестве энергетического функционала χ целесообразно взять только ту часть (13), которая зависит только от искомой величины — напряженности магнитного поля

$$\begin{aligned} \chi = \iint_s \left\{ \frac{1}{\gamma} \left[\left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right)^2 \right] + j\omega\mu H_z^2 + \right. \\ \left. + \frac{2}{\gamma} \left[\frac{\partial H_z}{\partial x} J_{y\text{ст}} - \frac{\partial H_z}{\partial y} J_{x\text{ст}} \right] \right\} dx dy. \quad (14) \end{aligned}$$

Нетрудно показать [6], что уравнением Эйлера—Лагранжа для функционала (14) будет дифференциальное уравнение

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} - j\omega\mu H_z = - \left[\frac{\partial J_{y\text{ст}}}{\partial x} - \frac{\partial J_{x\text{ст}}}{\partial y} \right] = - \text{rot}_z J_{\text{ст}}, \quad (15)$$

которое при условии $V=0$ совпадает с исходным уравнением (1). Таким образом, дифференциальное уравнение (15) и функционал (14) — дифференциальный и интегральный инварианты поставленной задачи, т.е. решение уравнения (15) будет также решением (14).

Как видно, функционал для двумерной задачи, составленной относительно напряженности магнитного поля (одна составляющая поля, две — плотности тока)

$$\mathbf{H} = kH_z; \quad \mathbf{J} = iJ_x + jJ_y,$$

имеет общий вид

$$\begin{aligned} \chi = \iint_s \left\{ p \left[\left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)^2 \right] + qu^2 + \right. \\ \left. + f_1(x, y) \frac{\partial u}{\partial x} + f_2(x, y) \frac{\partial u}{\partial y} \right\} dx dy, \quad (16) \end{aligned}$$

несколько отличающийся от функционала для двумерных задач типа

$$\mathbf{H} = iH_x + kH_z; \quad \mathbf{J} = jJ_y$$

(две составляющие поля, — одна плотности тока), решаемых обычно относительно векторного магнитного потенциала [7]

$$\chi = \iint_s \left\{ p \left[\left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial u}{\partial z} \right)^2 \right] + qu^2 + f(x, z)u \right\} dx dz. \quad (17)$$

Здесь $u(x, y)$, $u(x, z)$ — искомые функции; $f(x, y)$, $f(x, z)$ — заданные распределения.

Согласно МКЭ непрерывная или кусочно-непрерывная среда, в которой рассчитывается магнитное поле, заменяется дискретной, состоящей из подобластей (конечных элементов). В данной работе применялись треугольные конечные элементы, в пределах которых искомая величина $H_z(x, y)$ может быть выражена через фиксирован-

ные значения в его вершинах — H_k , H_l , H_m и коэффициенты, определяемые геометрией элемента,

$$H_z = \frac{1}{2\Delta_e} [(a_k + b_k x + c_k y)H_k + (a_l + b_l x + c_l y)H_l + (a_m + b_m x + c_m y)H_m], \quad (18)$$

где $a_k = x_l y_m - x_m y_l$; $b_k = y_l - y_m$; $c_k = x_m - x_l$; Δ_e — площадь конечного элемента; x_l , x_k , x_m , y_l , y_k , y_m — координаты вершин конечного элемента.

Замена искомой функции $H(x, y)$ аппроксимацией (18) позволяет представить функционал χ (14), записанный для всей расчетной области, суммой функционалов χ_n^e отдельных конечных элементов. Поскольку $H(x, y)$ однозначно определяется ее значениями в узлах конечного элемента, то функционал χ_n^e минимизируется по отношению к этим величинам

$$\frac{\partial \chi_n^e}{\partial H_p} = 0, \quad (19)$$

где $H_p = H_k$, H_l , H_m — значения $H_z(x, y)$ в вершинах конечного элемента с номером n .

Указанные преобразования приводят к системе трех алгебраических уравнений относительно значений H_z в вершинах каждого конечного элемента, которую в матричной форме можно записать следующим образом:

$$([K_1] + [K_2]) [H] = [R_1], \quad (20)$$

где

$$[K_1] = \frac{1}{4} \frac{1}{\gamma \Delta_e} \begin{vmatrix} b_k^2 + c_k^2 & b_k b_l + c_k c_l & b_k b_m + c_k c_m \\ b_l b_k + c_l c_k & b_l^2 + c_l^2 & b_l b_m + c_l c_m \\ b_m b_k + c_m c_k & b_m b_l + c_m c_l & b_m^2 + c_m^2 \end{vmatrix};$$

$$[K_2] = \frac{1}{12} j \omega \mu \Delta_e \begin{vmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{vmatrix}; \quad [R_1] = -\frac{1}{2} \frac{J_{y \text{ ст}}}{\gamma} \begin{vmatrix} b_k \\ b_l \\ b_m \end{vmatrix} + \frac{1}{2} \frac{J_{x \text{ ст}}}{\gamma} \begin{vmatrix} c_k \\ c_l \\ c_m \end{vmatrix}; \quad [H] = \begin{vmatrix} H_k \\ H_l \\ H_m \end{vmatrix}.$$

Объединение систем уравнений вида (20) для всех конечных элементов расчетной области позволяет определять значения напряженности магнитного поля в узлах сетки МКЭ — вершинах треугольных элементов.

Отметим особенность задания граничных условий рассматриваемой задачи. Согласно [4] напряженность вторичного магнитного поля на границе ВЭ равна нулю, поэтому в качестве граничного условия необходимо принять

$$H_{z \text{ гр}}(x, y) = H_{z1}(x, y), \quad (21)$$

где H_{z1} — напряженность первичного магнитного поля.

Внутри расчетной области первичное магнитное поле задается первичной (сторонней) плот-

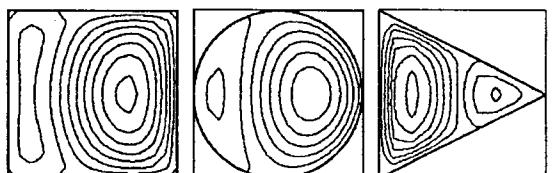
ностью тока $J_{\text{стор}}$. Таким образом, одна и та же величина — напряженность первичного магнитного поля, на границе задается в явном виде, а в расчетной области — в виде распределения сторонней плотности тока. Для определения граничных условий использовалось известное выражение для напряженности первичного поля ЛИМ [4]

$$H_{z1} = \frac{1}{j\alpha} J_{\text{стор}} e^{-j\alpha x}. \quad (22)$$

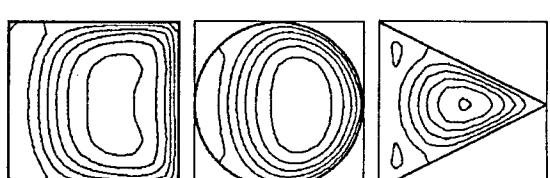
Предложенный алгоритм МКЭ проверялся анализом расчетных распределений вторичных токов (рис.1) и сопоставлением расчетных усилий с результатами расчетов по аналитической двумерной модели (рис.2) [3]. Распределения вторичных токов построены для алюминиевых пластин, линейные размеры которых равны полюсному делению индуктора ($a=b=\tau$). Распределения, показанные на рис.1,а, соответствуют электромагнитной добротности $\epsilon_0=1$, на рис.1,б — $\epsilon_0=10$ ($\epsilon_0 = 2\mu_0 f \tau^2 / \pi$). Увеличение добротности при неизменных размерах индуктора и пластин достигалось увеличением частоты f . Полученные результаты вполне соответствуют физическому смыслу рассматриваемых электромагнитных процессов (например, с ростом добротности становится заметным вытеснение тока к краям пластин).

Анализ зависимостей на рис.2 показывает полное совпадение расчетных усилий для прямоугольных пластин, что свидетельствует о хорошем соответствии с экспериментом [3]. Приведенные на рис.2 зависимости выявляют значительное и неоднозначное влияние формы пластины на усилие извлечения, что требует корректировки оптимальных параметров ЛИМ сепаратора при изменении формы извлекаемых проводящих предметов.

В заключение отметим, что рассмотренный в данной статье подход к расчету ЛИМ с ВЭ ограниченных размеров органично дополняет методики, предложенные в [1—3], и может быть ис-



а)



б)

Рис.1. Распределение вторичных токов в проводящих пластинах различной формы:

$$a - \epsilon_0 = 1; b - \epsilon_0 = 10$$

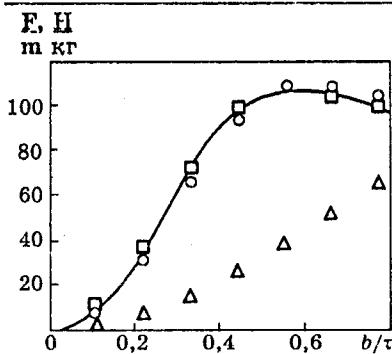


Рис.2. Зависимость удельного усилия извлечения F/m от относительной длины b/t пластины:
— расчет по [3]; \square , \circ , Δ — расчет МКЭ для пластин различной формы (квадрат, круг, треугольник)

5. Кулон Ж.-Л., Сабоннадье Ж.-К. САПР в электротехнике: Пер. с франц. М.: Мир, 1988.

6. Ши Д. Численные методы в задачах теплообмена: Пер. с англ. М.: Мир, 1988.

7. Брынинский Е.А., Данилевич Я.Б., Яковлев В.И. Электромагнитные поля в электрических машинах. Л.: Энергия, 1979.

Коняев Андрей Юрьевич — профессор кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1972 г. В 1979 г. защитил диссертацию на соискание кандидата технических наук, а в 1996 г. — диссертацию на соискание доктора технических наук на тему «Линейные индукционные машины для технологического электромагнитного воздействия на обрабатываемые электропроводящие изделия и материалы».

Назаров Сергей Леонардович — доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1979 г. В 1990 г. защитил диссертацию на соискание кандидата технических наук на тему «Линейные асинхронные машины с повышенными электромагнитными нагрузками на вторичном элементе с массивным ферромагнитным сердечником».

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Более точное определение минимальной наработки кабельного изделия с изоляцией из ПВХ пластика¹

КРЫЖАНОВСКИЙ В.О., канд.техн.наук

Предложена новая методика определения срока службы кабельного изделия, изготовленного на основе ПВХ пластика.

Определение (оценка, прогнозирование) срока службы любого кабельного изделия, в данном случае — изделия, изготовленного на основе поливинилхлоридного (ПВХ) пластика, с наибольшей вероятностью или с наименьшим риском для получения недостоверных оценок, практически означает определение этого срока с некоторым пониженным значением ресурса. Именно для этого и вводят в рассмотрение такой важный статистический показатель надежности как минимальная наработка изделия при температуре его эксплуатации. Но последняя должна относиться к другому, соответствующему ей показателю надежности, — предельной (нижней), обычно 95%-й доверительной границе. Таким показателем является средняя наработка (ресурс) изделия при той же температуре эксплуатации.

Таким образом, наработка и минимальная наработка составляют связанную, цельную совокупность, которую и следовало бы называть сроком службы и прогнозировать именно его. Однако в настоящее время в методиках прогнозирования долговечности кабельных изделий с ПВХ изоляцией (оболочкой) [1—3] из-за невозможности точного определения этого срока на наработку вовсе не обращают внимания, а вместо минимальной наработки вводят в рассмотрение и определяют так называемое предельное значение последней, что, как показывает анализ, является статистическим абсурдом.

Попробуем обосновать корректность последнего утверждения вначале элементарно. Действительно, если наработка уже определена с недостатком [1,2], то прогнозирование минимальной наработки и, тем более ее предельного значения становится излишним. Наоборот, если она опре-

¹ Печатается в порядке обсуждения.

делена с большим избытком [3], то ни минимальная наработка, ни ее предельное значение не спасут ситуацию. С другой стороны, даже если наработка определена достаточно точно, то прогнозирование вместо минимальной наработки ее предельного значения, которое во всех методиках [1—3] получается заниженным и, что главное, статистически неоцененным, неопределенным доверительной вероятностью, противоречит основам статистики, а потому не выдерживает строгой критики.

Теперь возьмемся за более строгое обоснование корректности сказанного. Если исходные характеристики ПВХ пластика заданы, то совокупность и последовательность процедур для прогнозирования долговечности изготовленного на его основе изделия обычно следующие:

— выбирают время обработки данных $\tau_{\text{обр}}$ изотермического старения образцов пластика (или изделия), полученных при их ускоренных испытаниях (при повышенных температурах T);

— задают физическую или математическую модель описания процесса этого старения для обработки данных и определения значения требуемого показателя надежности, обычно коэффициента десорбции пластификатора K при различных значениях T ;

— посредством уравнения Аррениуса [4,5] вычисляют значение этого показателя K_s при температуре эксплуатации T_s ;

— статистически варьируя K_s , находят его предельную (верхнюю) 95%-ю доверительную границу $K_{s,b}$, а затем возвращаясь к модели старения, предельное значение $L_{s,\text{предmin}}$ минимальной наработки $L_{s,\text{min}}$.

Очевидно, что неудачный выбор времени $\tau_{\text{обр}}$ или некорректное использование остальных отмеченных процедур, может привести и приводит в конечном счете к искаженной оценке $L_{s,\text{min}}$.

Действительно, использование любой модели описания процесса старения ПВХ пластика должно сводиться к определению, во-первых, коэффициентов K_i при соответствующих T_i , и, во-вторых, к дальнейшему прогнозированию (L_s , $L_{s,\text{min}}$). Однако, если модель задана, то значение K строго зависит от времени $\tau_{\text{обр}}$ [6]. Чем меньше это время по сравнению с наработкой L при заданном T , тем больше погрешность в определении коэффициента K . Кроме того, при использовании модели обычно пренебрегают оценкой начального (при $\tau = 0$) входящего в нее параметра: показателя относительных потерь пробных масс пластика ΔG_0 [1,2] или массы его образца m_0 [3], хотя в принципе их можно учесть, так как оценки наименьших квадратов параметров (K_i , ΔG_{0i}) или (K_i , m_{0i}) получаются совместно при обработке данных старения моделью описания последнего.

Однако при температуре T_s нет таких данных. Поэтому модель описания старения не сможет определить не только оценки ΔG_{0s} или m_{0s} , но и

K_s . Вот почему вступает в действие уравнение Аррениуса, которое «берет от модели данные K_i , обрабатывает их и на этой основе прогнозирует коэффициент K_s , однако возвращая его к модели в виде $K_{s,b}$ », чтобы последняя в свою очередь «определила» не $L_{s,\text{min}}$, а сразу $L_{s,\text{предmin}}$.

Очевидно, что если потребовалось бы оценить наработку L_s , то пришлось бы использовать модель старения подстановкой в нее коэффициента K_s . Однако при отсутствии оценок для ΔG_{0s} или m_{0s} вместо наработки L_s мы получили бы ее «предельное значение» $L_{s,\text{пред}}$ с пониженным, но при этом статистически неоцененным значением. Но расчет этой величины вовсе опускается.

Точно также, т.е. возвращением к модели описания старения лишь через показатель $K_{s,b}$ вычисляется не $L_{s,\text{min}}$, а ее «предельное значение» $L_{s,\text{предmin}}$, так как теперь, когда не имеются оценки ΔG_{0s} или m_{0s} , остаются неопределенными и нижние 95%-е доверительные границы этих параметров $\Delta G_{0s,n}$ и $m_{0s,n}$. В результате этого, хотя $K_{s,b}$ определяется с требуемой (95%-й) доверительной вероятностью, значение же $L_{s,\text{предmin}}$ (о значении $L_{s,\text{min}}$, как и выше о значении L_s , говорить не приходится!), получается снова заниженным и статистически неоцененным, неопределенным доверительной вероятностью.

Очевидно, что это никак не оправдывает желания дополнительно (по сравнению с $L_{s,\text{min}}$, если бы она была бы определена) уменьшить риск получения недостоверных оценок для L_s , ибо оно чревато допущением грубой ошибки. Отсюда и статистическая абсурдность понятия «предельное значение» минимальной наработки $L_{s,\text{предmin}}$.

Таким образом, методики [1—3] в принципе, т.е. в рамках их основных положений, лишены возможности прогнозировать минимальную наработку с какой-либо определенной точностью.

Поэтому была и остается актуальной проблема выбора оптимального состава отмеченных процедур или проблема строго научного (и в полном соответствии с экспериментальными данными), наиболее точного прогнозирования срока службы изделия (L_s , $L_{s,\text{min}}$).

Данная работа посвящена решению этой проблемы. Из анализа изложенного непосредственно следует, что для этого требуется или найти способ для оценки параметров (ΔG_{0s} , $\Delta G_{0s,n}$) или (m_{0s} , $m_{0s,n}$), или разрабатывать другую методику, позволяющую оценить именно (L_s , $L_{s,\text{min}}$), а не ($L_{s,\text{пред}}$, $L_{s,\text{предmin}}$).

Исследование показало, что возможным является второй путь. Для этого необходимо отказаться от процедуры возврата от уравнения Аррениуса к модели старения, т.е. разорвать имеющуюся между ними взаимосвязь. А это возможно, если воспользоваться не уравнением Аррениуса, а обратным ему уравнением. Тогда последнее обретает способность прогнозировать не

только L_s , но и стать основой для последующей статистической оценки самой L_{\min} с 95%-й доверительной вероятностью. Но в этом случае модель старения теряет свое изначальное предназначение и становится лишней, ибо данные старения можно коррелировать и графически.

Обращение уравнения Аррениуса и отказ от использования любой модели описания процесса старения ПВХ пластика являются основой, новизной и практической ценностью данной работы. Предложена совокупность следующих процедур, которую назовем методикой:

— время обработки данных $\tau_{\text{обр}}$ следует брать приблизительно равным наработке L при ускоренном испытании, иначе последнее проводить до критического (отказового) состояния пластика (обязательное условие!), определяемого любым из его эксплуатационных параметров [2];

— корреляцию данных старения провести графически [7], т.е. без использования какой-либо модели старения; графически же, т.е. путем пересечения графика с уровнем, определяемым выбранным эксплуатационным параметром, найти экспериментальное значение наработки L^* как искомого показателя надежности при заданной температуре T ;

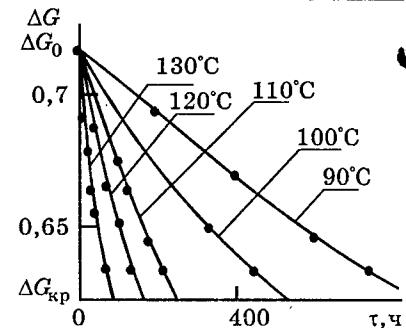
— использовать не уравнение Аррениуса, а уравнение, обратное ему, и с помощью наработок L_i^* , полученных при ускоренных испытаниях (температурах T_i) выйти к наработке L_s при температуре T_s ;

— составить уравнение нижней 95%-й доверительной границы соответствующей области [8], построенной для обратного уравнения Аррениуса, и прогнозировать L_{\min} при той же температуре T_s .

Перейдем к иллюстрированию применения этой методики на примере определения L_{\min} ПВХ пластика марки И40-13А рецептуры 8/2 плотностью 1,315 г/см³ и плотностью содержащегося в нем ДОФ пластификатора 0,98 г/см³. Начальное значение показателя $\Delta G_0 = 0,7154$ соответствует содержанию в пластике 48,78 (массовых частей) пластификатора на 100 м.ч. см

Рис.1. Зависимость показателя ΔG от времени старения τ образца ПВХ пластика марки И40-13А рецептуры 8/2 при различных температурах:

• — экспериментальные данные старения ($\tau, \Delta G^*$)



лы. Критическое значение показателя $\Delta G_{kp} = 0,6293$ установлено по снятой в ЕрНИИКП экспериментальной зависимости $\Delta G^* = \Delta G^*(\varepsilon)$ при относительном удлинении образца пластика при разрыве $\varepsilon = \varepsilon_{kp} = 30\%$.

В столбцах 2—5 табл.1 приведены данные старения ($\tau_j, \Delta G_j^*, j=1\div 4$) образца этого пластика, изготовленного в виде диска диаметром 40 мм и толщиной 1 мм, при ускоренных испытаниях с $T^* = 130, 120, 110, 100, 90^\circ\text{C}$ в соответствии с первым положением нашей методики.

Массы проб от образцов (в количестве около 100 мг) до и после их сжигания (в термостате при $T = (350 \pm 5)^\circ\text{C}$ в течение 20 ± 5 мин) были получены взвешиванием на аналитических весах II класса с точностью до 10^{-4} г.

Достаточное число проб от образцов определялось согласно [2], а по ним вычислялись зна-

чения показателя $\Delta G_j^* = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \Delta G_{jk}^*$ как статистические оценки математических ожиданий пробных масс ΔG_{ik}^* , $k = 1\div n$ в моменты времени τ_i их изотермической выдержки.

Процесс этой выдержки (при различных T_i с точностью до $\pm 2^\circ\text{C}$) проводился в термостатах марки ТНП-2 с перемешиванием воздуха, а плотности ПВХ пластика и содержащегося в нем пластификатора определялись согласно ГОСТ 15139-69 методом обмера и взвешивания.

В соответствии со вторым положением нашей методики через данные старения табл.1, нанесенные на рис.1 точками, графически проведены соответствующие корреляционные кривые старения. Экспериментальные значения наработок L_i^* , $i = 1\div 5$, полученные путем пересечения этих кривых с одним и тем же уровнем $\Delta G_{kp} = \text{const}$, находятся в последнем столбце табл.1.

Переходим к применению третьего положения нашей методики для прогнозирования наработки пластика L_s при температуре эксплуатации $T_s = 70^\circ\text{C}$. Для этого запишем уравнение Аррениуса [5]:

$$L = A \exp\left(\frac{B}{T + 273}\right),$$

где A и B — постоянные.

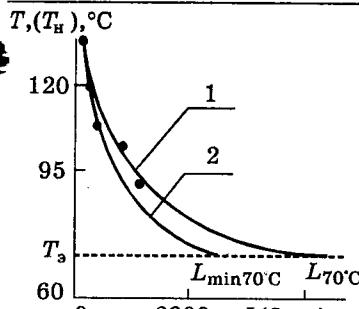


Рис.2. Зависимости изотермической температуры старения T ПВХ пластика марки И40-13А рецептуры 8/2 и нижней 95%-й границы T_n этой температуры от наработки пластика L (кривая 1) и минимальной наработки L_{min} (кривая 2):
• — экспериментальные данные (L^*, T^*)

Согласно нашей концепции обратим его, приведя к виду

$$T = B \left(\ln \frac{L}{A} \right)^{-1} - 273. \quad (1)$$

Логарифмированием придадим (1) линейный вид

$$y = ax + b, \quad (2)$$

где

$$x = \ln L; \quad y = \frac{1}{T + 273}; \quad a = \frac{1}{B}; \quad b = -\frac{\ln A}{B}. \quad (2')$$

Применив метод наименьших квадратов [8], найдем оценки (a', b') параметров (a, b). Тогда наработка при температуре T_n определится по формуле

$$L_n = \exp(x_n), \quad (3)$$

где

$$x_n = \frac{y_n - b'}{a'}; \quad y_n = \frac{1}{T_n + 273}.$$

А теперь вернемся к данным последнего и первого столбцов табл.1, перенесенных в табл.2 в виде ее первой и второй строк соответственно. По этим данным и обозначениям (2') вычислены оценки наименьших квадратов параметров (a, b) уравнения (2) и параметров (A, B) уравнения (1):

$$\begin{aligned} a' &= 1,0351 \cdot 10^{-4} (\text{°C})^{-1}; \\ b' &= 2,0517 \cdot 10^{-3} (\text{°C})^{-1}; \\ A' &= 2,4634 \cdot 10^{-9} \text{ ч}; \\ B' &= 9660,94 \text{ °C}. \end{aligned}$$

Прогнозирование по (3) наработки пластика при $T_n = 70^\circ\text{C}$ дало $L_n = 4206,12$ ч.

Из третьей и четвертой строк табл.2 наглядно видно, что корреляция данных ее первых двух строк проведена с достаточно высокой точностью. Аналитическая зависимость (1) изображена на рис.2 (кривая 1).

Приступим, наконец, к использованию последнего, четвертого положения нашей методики для уточненного прогнозирования минимальной наработки пластика L_{min} при той же температуре $T_n = 70^\circ\text{C}$.

Для этого в соответствии с (2') и [8] составим уравнение верхней границы 95%-й доверительной области, построенной для всей линии

Таблица 2

Оценки наименьших квадратов параметров обратного уравнения Аррениуса, полученные обработкой экспериментальных значений наработок образца ПВХ пластика марки И40-13А рецептуры 8/2 при различных температурах

$L^*, \text{ ч}$	830	500	201	120	64
$T^*, \text{ °C}$	90	100	110	120	130
$T, \text{ °C}$	90,97	98,06	111,51	119,56	129,86
$\frac{\Delta T}{T^*}, \%$	1,08	1,94	1,38	0,35	0,10
$T_n, \text{ °C}$	86,16	94,73	108,32	115,56	120,00

регрессии (2), т.е. когда в эту область включены точки $(x, ax+b)$ при всех x :

$$y_b = a'x + b' + cS \sqrt{\frac{1}{5} + \frac{(x - \bar{x})^2}{\sum_{i=1}^5 (x_i - \bar{x})^2}}, \quad (4)$$

где $c = \sqrt{2F_{2;3;0,95}} = \sqrt{2 \cdot 9,95} = 4,3704$; $F_{2;3;0,95}$ — квантиль Фишера с $Y_1=2$, $Y_2=5-2=3$ степенями свободы для уровня значимости $\gamma=0,05$, т.е. доверительной вероятности $1-\gamma = 0,95$;

$$S = \sqrt{\sum_{i=1}^5 (y_i^* - a'x_i - b')^2 / 3} \quad (5)$$

— оценка истинной дисперсии отклонений от аппроксимирующей линии регрессии $y = a'x + b'$.

В (4) и (5)

$$x_i = \ln L_i^*; \quad y_i^* = (T_i^* + 273)^{-1}; \quad \bar{x} = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 x_i.$$

Тогда, задав $y_b = y_n = (T_n + 273)^{-1}$ и решив (4) относительно $x = x_{min}$, найдем:

$$L_{min} = \exp(x_{min}). \quad (6)$$

Очевидно, что

$$y_b(x) = y_n \quad (7)$$

[см. (4)] — некоторое нелинейное уравнение. Для его решения поставим следующую однопараметрическую краевую задачу: подобрать такое значение $x = x_{min}$, при котором выполняется краевое условие

$$y_b(x_{min}) = y_n. \quad (8)$$

С целью наиболее быстрого решения этой задачи применим «краевой метод» [9], суть которого заключается в следующем: пусть $x = x_0$ — исходное приближение (задается произвольно) для «стрельбы» значения y_n [см. правую часть равенства (8)]. Тогда по классической схеме Ньютона последовательность дальнейших ($k+1$) приближений найдем по формуле

$$x_{k+1} = x_k + \Delta x_{k+1}, \quad (9)$$

в которой приращение Δx_{k+1} определяется из уравнения

$$\Delta x_{k+1} = \Delta y_k \left(\frac{dy_b}{dx_k} \right)^{-1}, \quad (10)$$

где $\frac{dy_b}{dx_k}$ — производная функции (4) в точке $x = x_k$; $\Delta y_k = y_s - y_b(x_k)$ — «промах», требующий своего устранения с заданной точностью.

Для того, чтобы итерационный процесс не зациклывался в окрестностях искомого решения или расходился, сравниваются значения Φ_{k+1} и Φ_k функции «промаха» $\Phi = |\Delta y| = |y_s - y_b(x)|$. Если

$$\Phi_{k+1} < \Phi_k, \quad (11)$$

то делаем следующий классический шаг, т.е. производим вычисления по (10) и (9). В противном случае приращение Δx_{k+1} делим пополам и по старому значению x_k и согласно (9) вычисляем новое значение x_{k+1} , после чего вновь проверяем условие (11). Если оно выполняется, то вновь пользуемся схемой Ньютона, а если нет, то Δx_{k+1} еще раз делим пополам и т.д. За искомое значение x_{\min} берем значение x_{k+1} , соответствующее последней итерации, приводящей к достижению краевого условия (8) с заданной точностью.

Этот метод вместе с алгоритмом нахождения оценок наименьших квадратов параметров уравнений (2) и (1), а также формул (3) и (6) был запрограммирован на ПЭВМ типа IBM PC/AT.

Прогнозированное по (6) с точностью до 10^{-6} значение минимальной наработки при $T_s = 70^\circ\text{C}$ оказалось равным $L_{\min} = 2391,65$ ч.

Согласно (2') и (4) нижняя 95%-я доверительная граница соответствующей области, построенной для регрессии (1), определяется следующим уравнением:

$$T_b = \frac{1}{y_b} - 273. \quad (12)$$

Функция (12) изображена на рис.2 (кривая 2), а ее значения при данных первой строки табл.2 находятся в пятой строке этой таблицы.

Из рис.2 наглядно видно как достигаются приведенные прогнозированные значения L_s и L_{\min} .

Итак, первые два положения предлагаемой нами методики наиболее точно определяют наработки при ускоренных испытаниях образца изделия, а следующие два положения наиболее точно прогнозируют наработку и минимальную наработку изделия при температуре эксплуатации.

Действительно, расчеты (результаты которых мы здесь опускаем) показывают, что при использовании методик [2, 3] $L_{\text{спред}}$ и $L_{\text{предmin}}$ имеют

соответственно пониженные (при [1] еще ниже!) и повышенные значения относительно найденных нами L_s и L_{\min} . Если на том же рис.2 и по этим методикам построить пары зависимостей (1) и (12), то они будут располагаться соответственно левее и гораздо правее изображенной на ней рассчитанной по нашей методике пары.

Практически это означает следующее. Пусть кабельное изделие с изоляцией (оболочкой) из ПВХ пластика эксплуатируется посредством, например, какой-либо АЭС и в какой-то момент времени требуется прогнозировать его оставшийся срок службы. Если методики [1–8] в принципе позволяли бы сделать это, то [1, 2] должны были запретить дальнейшую работу АЭС, в то время как по нашей методике она смогла бы еще поработать; наоборот, работа АЭС прекратилась бы в свое время, предусмотренное нашей методикой, в то время как по методике [3] она должна была еще долго работать.

Таким образом, совокупность предложенных нами процедур, составляющих методику, является оптимальной, а прогнозируемый ею срок службы изделия наиболее точным.

Отметим также (что очень важно), что наша методика может действовать и в случае, когда марка (рецептура) ПВХ пластика заранее неизвестна, а также тогда, когда требуется прогнозировать оставшийся срок службы изделия, изготовленного на основе этого пластика.

Список литературы

1. РТМ 16.800.850-81. Методика определения долговечности и сохраняемости кабелей и проводов с поливинилхлоридной изоляцией (оболочкой), для опытной проверки. М.: Изд-во стандартов, 1981.
2. ОСТ 16.0.800.305-84. Кабели, провода, шнуры. Методы оценки соответствия требованиям по надежности (приложение 7). М.: Изд-во стандартов, 1984.
3. Методика определения нагревостойкости поливинилхлоридных пластиков. МИ КОО-048-85. М.: Изд-во стандартов, 1985.
4. Химический энциклопедический словарь. М.: Советская энциклопедия, 1983.
5. Пешков И.Б. Обмоточные провода. М.: Энергиздат, 1983.
6. Крыжановский В.О. Сравнение методов определения показателей надежности кабельных изделий из ПВХ пластика//Электротехника. 1994. № 4.
7. Шенк Х. Теория инженерного эксперимента. М.: Мир, 1972.
8. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке. Методы обработки данных. М.: Мир, 1980.
9. Исаев В.К., Сонин В.В. Об одной модификации метода Ньютона численного решения краевых задач //Вычислительная математика и математическая физика. 1963. Т.3.

АКЦИОНЕРНОЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ КОМПАНИИ «ДИНАМО» 100 ЛЕТ

В ноябре 1999 г. Акционерная электротехническая Компания «Динамо» отмечает свое столетие.

История Компании «Динамо» неразрывно связана с историей развития завода «Динамо». Завод был заложен в 1899 г. Бельгийским «Центральным электрическим обществом» на окраине, в промышленном районе «Симоново» г. Москвы, как предприятие по производству электрических машин и электрооборудования для подъемных механизмов.

С 1906 г. заводом владеет электрическое общество «Вестингауз», а с апреля 1913 г. завод переходит в руки русского акционерного электрического общества «Динамо» и завод получает сегодняшнее его название.

После Октябрьской Революции завод «Динамо» становится одним из базовых электротехнических предприятий молодой России.

«Динамо» принимает активное участие в создании электрооборудования для первых московских и петербургских трамваев, Шатурской и Каширской электростанций, выпускает электрооборудование для Днепростроя, ряда металлургических и краностроительных заводов.

В 30-е годы завод «Динамо» осуществляет выпуск первых отечественных магистральных и пассажирских электровозов, мощных тепловозов с дизель-электрическим приводом, одно- и двухэтажных троллейбусов.

В 1935 г. при активном участии «Динамо» были созданы электрооборудование для вагонов метро Мытищинского машиностроительного завода и была начата их эксплуатация на первых линиях метрополитена г.Москвы.

В годы Великой отечественной войны на заводе «Динамо» было организовано производство снарядов, осуществлялся ремонт танков и специального электротехнического оборудования.

За трудовые заслуги завод награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени, Октябрьской Революции.

В послевоенные годы завод «Динамо» работает на восстановление народного хозяйства страны, осуществляет выпуск электрооборудования для Волго-Донского канала, Куйбышевской, Каховской и Горьковской ГЭС, запускается в производство экскаваторное электрооборудование, ведется модернизация краново-металлургического оборудования, расширяется его номенклатура. Постепенно формируется и набирает силу новое направление в работе завода — «Судовое электрооборудование».

Продукция завода «Динамо» широко известна зарубежным потребителям. В 1993 г. Европейская конвенция наградила АЭК «Динамо» специальным призом «Международная золотая звезда за качество».

За свой самоотверженный труд большая группа динамовцев в различные периоды работы завода награждена Правительственными наградами, отмечена Ленинскими и Государственными премиями, премиями Правительства в области науки и техники. Ведущие специалисты «Динамо» являются авторами 42 книг в области теории электрических машин постоянного и переменного тока, кранового и тягового электропривода.

Важной вехой в истории развития завода явилось образование в его составе в 1959 г. Всесоюзного научно-исследовательского проектно-конструкторского и технологического института кранового и тягового электрооборудования (ВНИПТИ).

При активном участии работников института осуществляется разработка и организация производства тиристорно-импульсных систем для шарниро-сочлененных троллейбусов и шестиосных трамвайных вагонов, блоков управления кранами различного класса и назначения, электродвигателей и аппаратуры для рудничных электровозов. В стенах института сегодня рождаются новые проекты электрооборудования для перспективных троллейбусов и трамвайных вагонов и вагонов метрополитена. В частности, на международном салоне в августе 1999 г. в Москве внимание посетителей привлекала модель троллейбуса завода им. Урицкого «Столица» с оборудованием «Динамо», в Москве начата эксплуатация еще одной разработки института — комплекта «Пульс» для вагонов метрополитена «Язва» Мытищинского машиностроительного завода. В г.Волгограде в настоящее время проходит испытание новый восьмиосный трамвайный вагон с электрооборудованием «Динамо», призванный стать базовым при эксплуатации в крупных городах на скоростных линиях.

Ближайшая задача специалистов ВНИПТИ и завода «Динамо» — создание полупроводниковых систем на современной элементной базе (IGBT-транзисторы, микропроцессорные системы управления и диагностики), тяговых и крановых и специальных электрических машин нового поколения.

Говоря об истории завода, нельзя не отметить и его директоров, внесших наибольший вклад в его развитие, в том числе Максимова П.А., Жукова Н.Е., Козлова А.Л., Петухова К.Д., Субачева В.Г., Фельдмана Ю.И.

В 1989 г. приказом Минэлектротехпрома было образовано научно-производственное электромашиностроительное объединение «Динамо» в составе завода «Динамо» — головного предприятия и научно-исследовательского института ВНИПТИ. В 1992 г. на этапе акционирования завод «Динамо» и ВНИПТИ акционировались совместно, предприятие получило статус акционерного общества открытого типа и наименование АЭК «Динамо».

Сегодня на площадке АЭК «Динамо» функционируют три взаимосвязанных предприятия:

— АЭК «Динамо» — предприятие-собственник имущества, держатель акций;

— ЗАО «Динамо-Плюс» — производственное звено АЭК «Динамо», предприятие со 100% уставным капиталом компании;

— ЗАО ВНИПТИ ОАО АЭК «Динамо» — научно-технический центр АЭК «Динамо».

В настоящее время указанные предприятия практически не имеют задолженностей перед Федеральным и Городским бюджетами, своевременно оплачивают платежи поставщикам энергопоставителей, производят расчеты с трудящимися по зарплате. В 1998 г. практически стабилизировался, а в 1999 г. имеет тенденции к росту рынок продаж кранового и тягового электрооборудования «Динамо».

Удовлетворение запросов наших заказчиков, высокое качество нашей продукции, ее конкурентоспособность, приемлемые цены — таковы основные слагаемые нашей технической и экономической политики.

В канун 100-летия предприятия динамовцы с уверенностью смотрят в будущее и залогом этого является их самоотверженный труд на благо АЭК «Динамо».

Ладыгин А.Е., генеральный директор
ОАО АЭК «Динамо»

ПЕРЕЧЕНЬ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА" В 1999 Г.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Алиев И.И., Беспалов В.Я., Чернов Р.О. Переходные режимы асинхронного генератора с гарантированным самовозбуждением при симметричной нагрузке 9 53
- Афонин В.И. Разработка и исследование независимой вентиляции лифтовых двигателей 11 14
- Ахунов Т.А., Макаров Л.Н., Попов В.И. Особенности построения новой серии РА асинхронных машин 9 6
- Беспалов В.Я., Зверев К.Н. Импульсные перенапряжения в обмотках асинхронных двигателей при питании от ШИМ-преобразователя 9 56
- Беспалов В.Я., Попов В.В. Послеаварийное восстановление магнитопроводов синхронных генераторов 12 17
- Бихман Р.И. Линейный электромагнитный двигатель 7 56
- Болюх В.Ф. Влияние криогенного охлаждения на работу индукционно-динамического двигателя с двойным якорем 12 21
- Болюх В.Ф. Электродинамические процессы в линейном импульсно-индукционном двигателе с подвижной криорезистивной обмоткой возбуждения 2 3
- Борцов Ю.А., Юрганов А.А., Приходько И.А., Кожевников В.А. Экспериментальное исследование нечеткого стабилизатора возбуждения синхронного генератора 3 1
- Бочкирев И.В. Устройство для измерения температуры обмоток электрических машин переменного тока под нагрузкой 2 22
- Гаинцев Ю.В. О методах определения КПД асинхронного двигателя 9 43
- Дискуссия по статье Р.И.Бихмана 10 62
- Дмитренко Ю.И., Ковалев Е.Б., Ландкоф Л.Б., Макаров К.Д. Некоторые вопросы разработки и испытания высокоприводных электродвигателей для угольных комбайнов 11 18
- Евгениев Г.Б., Кобелев А.С., Кузьмин Б.В., Крючков А.А. Перспективы использования новой технологии автоматизированного решения инженерных задач для проектирования электрических машин 11 1
- Захаренко А.Б., Авдонин А.Ф. Оптимизация проектирования тихоходного вентильного двигателя с двумя индукторами для привода мотор-колеса 12 6
- Ковалев Б.Ф. Индуктивная связь фазных обмоток статора в двухфазном асинхронном электродвигателе, содержащем временную несимметрию 2 13
- Копылов И.П. Сто лет промышленного применения электроэнергии 2 1
- Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Асташкин В.В. Асинхронизированный синхронный двигатель 2 10
- Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Никулин В.В. Бесконтактный асинхронизированный синхронный двигатель 9 29

- Кухарский М.П. Подогрев воздуха в межреберных каналах серийных электродвигателей 11 12
- Логинова Е.Ю. Моделирование нестационарных тепловых полей в тяговой электрической машине 11 21
- Макаров Л.Н., Мартынов В.А., Попов В.И. Моделирование электромагнитных процессов трехфазных асинхронных двухскоростных лифтовых двигателей серии РА 9 39
- Мощинский Ю.А., Петров А.П. Анализ схем включений трехфазного асинхронного двигателя при питании от однофазной сети 9 47
- Мустафаев Р.И., Гашимова А.Р. Статистические характеристики ветроэлектрических установок с асинхронным генератором при регулировании подводимого к статору генератора напряжения 11 59
- Новиков В.К. Исследование, разработка и производство низковольтных двигателей 9 1
- Попов В.И. Электромагнитные расчеты и оптимизация параметров трехфазных обмоток асинхронных машин новой серии РА 9 10
- Попов В.И., Ахунов Т.А., Макаров Л.Н. Разработка трехфазных асинхронных одномашинных преобразователей частоты в новой серии РА 9 15
- Рогозин Г.Г., Ларин А.М., Ларина В.В. Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура ротора турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания 12 14
- Смирнов Ю.В. Применение метода средних потерь при выборе асинхронных двигателей 2 19
- Смирнов Ю.В. Специализированный асинхронный двигатель с сосредоточенными обмотками статора 9 35
- Смирнов Ю.В. Трехфазный асинхронный двигатель с расширенными функциональными возможностями 9 32
- Сотников В.В. Метод расчета внешнего магнитного поля машины постоянного тока по магнитной нагрузке в станине 3 17
- Христинич Р.М. Работа жидкокометаллического ротора индукционной электрической машины в установившемся и переходном режимах 9 60
- Шевченко А.Ф. Математическая модель многополюсных синхронных машин с зубцовыми обмотками с амплитудно-модулированным полем 12 28

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез наблюдателей состояния для статической СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта 3 32
- Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта методом полиномиальных уравнений 3 22
- Акимов Л.В., Колотило В.И., Шамардина В.И. Обобщенный наблюдатель для систем подчиненного регулирования скорости тиристорных электроприводов с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью 5 12

- Андианов М.В., Родионов Р.В. Определение параметров фильтрующих устройств для обеспечения электромагнитной совместимости электроприводов 11 37
- Волков А.И. Структуры контура регулирования тока в электроприводе с прямым микропроцессорным управлением 5 38
- Гуль А.И. Минимаксная оптимизация параметров ПИ-регуляторов на максимальный запас устойчивости электромеханических систем при повышенной добротности 5 25
- Долбня В.Т. Топологический синтез и упрощение сложных схем высокого порядка с использованием цепных дробей 5 6
- Ещин Е.К. Расчеты электромеханических переходных процессов в системе электроснабжения горных машин 3 41
- Касимов Л.Н., Шаньгин Е.С. Регулируемый экономичный электропривод для станков-качалок малодобитных скважин 8 19
- Кипенский А.В. Компенсация влияния нестабильности напряжения питающей сети на регулировочную характеристику выпрямителя средствами микропроцессорного управления 5 67
- Клеников В.Б., Сергеев С.А., Махотило К.В., Обруч И.В. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами 5 2
- Коцегуб П.Х., Минтус А.Н., Толочко О.И. Комбинированное управление цифровыми системами регулирования скорости с учетом ограничения ускорения и рывка 5 33
- Кузнецов Б.И., Соляник В.П., Чаусов А.А., Кузнецова Т.В., Седельникова Л.Г. Синтез двухканальных электроприводов оптимального управления механизмами обмоточных машин 5 42
- Лихоманов А.М., Алексеев С.П., Панин С.Ю., Писарев А.Ю. Синтез систем электропривода с низкой потенциальной чувствительностью к параметрическим возмущениям механизма 8 1
- Лозинский О.Ю., Марущак Я.Ю., Лозинский А.О. Некоторые аспекты формирования управляющих воздействий в электромеханических системах 5 52
- Луговой А.В. К теории энергосбережения средствами промышленного электропривода 5 62
- Мотченко А.И., Столяров В.Н. Синтез нелинейных систем электропривода с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям 5 29
- Осичев А.В. Синтез регуляторов тока и скорости системы подчиненного регулирования с нагрузкой типа вязкого трения 5 20
- Пивняк Г.Г., Кириченко В.И. Тенденции развития и направления совершенствования электромеханических систем мощных мельниц 5 56
- Попов А.Н. Частотное управление асинхронным двигателем 8 5
- Сабинин Ю.А., Денисова А.В. Безредукторный позиционный электропривод 8 22
- Садовой А.В., Дерец А.Л., Шрамко Ю.Ю. Релейная система векторного управления следящим электроприводом на базе машины двойного питания 5 47
- Сенько В.И., Сенько Е.В. Применение алгоритмов ШИМ в трехфазных инверторах с нейтральной точкой 5 71
- Тараарыкин С.В., Тютиков В.В., Красильникъянц Е.В. Физическое моделирование упругих механических систем средствами цифрового следящего электропривода 3 11
- Шакиров М.А., Кияткин Р.П. Схемы замещения для систем левитации и тяги на переменном токе 8 11

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

- Аванесов В.М. Инвариантное управление следящим инвертором напряжения 4 34
- Дарзенк С.А., Любутин С.К., Рукин С.Н., Словиковский Б.Г., Цыранов С.Н. SOS-диоды: наносекундные прерыватели сверхплотных токов 4 20
- Дьяконов В.П., Пеньков А.А. Расчет регулировочной характеристики транзисторных преобразователей напряжения с резонансным контуром в системе MathCAD 7.0 PRO 4 58
- Изосимов Д.Б., Козаченко В.Ф. Алгоритмы и системы цифрового управления электроприводами переменного тока 4 41
- Поташников М.Ю. COOL MOSTM: Сименс прорывает барьер 4 18
- Прия Р., Чехов В.И. Качество напряжения — новое в решении проблемы компенсации реактивной мощности 4 32
- Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Современные методы регулирования качества электроэнергии средствами силовой электроники ... 4 28
- Рудык С.Д., Турчанинов В.Е., Флоренцев С.Н. Мощный однотактный преобразователь постоянного напряжения с «мягкой» коммутацией силового ключа 4 55
- Steimer P.K., Gruning H.E., Werninger J., Carroll E., Klaka S., Linder S. IGCT — появление новой технологии для сверхмощных экономически эффективных преобразователей 4 10
- Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий (анализ рынка) 4 2
- Шогенов А.Х., Шевелев И.Н. Анализ работы системы транзисторный инвертор — асинхронный двигатель методом двух составляющих 4 52

ТРАНСФОРМАТОРЫ

- Алиевский Б.Л., Октябрьский А.М. Ускоренная оценка параметров магнитного поля и мощности потерь в электромагнитных экранах реакторов без стали 2 31
- Брянцев А.М., Базылев Б.И., Бики М.А., Уколов С.В., Долгополов А.Г., Лурье А.И., Евдокуний Г.А., Славин Г.А. Управляемые подмагничивания шунтирующие реакторы — новое электротехническое оборудование 7 1
- Булычев А.В., Ванин В.К. Коммутационный метод контроля изоляции и защиты блока генератор-трансформатор от замыканий на землю 2 57
- Долгополов А.Г. Системы автоматической настройки компенсации для дугогасящих реакторов, управляемых подмагничиванием 11 30
- Долгополов А.Г. Релейная защита управляемого шунтирующего реактора 110 кВ, 25 МВ·А 12 40
- Жуламанов М.А., Клецель М.Я. Выбор сопротивления шунта для каскадных трансформаторов тока 7 13
- Зборовский И.А. Напряжения нулевой последовательности 6 1

ности трансформаторов	26
Зборовский И.А. Трансформаторы для преобразователей частоты	78
Зборовский И.А., Деев Л.П. Экономичный силовой трансформатор для электропоезда	1125
Зборовский И.А. Процессы коммутации тиристорных ключей при пуске трансформатора	1235
Макаров А.Н., Рубцов В.П., Пешехонов В.И., Папков Д.С. Влияние изменения мощности трансформатора на эффективность работы дуговой печи	240
Малинин Л.И., Малинин В.И., Макельский В.Д., Тюков В.А. Статические и динамические усилия индукционных двигателей	243

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Адыгезалов С.В., Адыгезалов В.С. К определению характеристики многоэлементного соленоидного преобразователя с секционной катушкой	155
Ахазов И.З., Мандравин В.Е., Гришанов В.Г., Свингцов Г.П. Динамические параметры срабатывания форсированных Ш-образных электромагнитов с внедряющимся якорем	111
Бахвалов Ю.А., Никитенко А.Г., Гринченков В.П., Косиченко М.Ю. Численное моделирование стационарных магнитных полей магнитоэлектрических систем методом конечных и граничных элементов	129
Булярский С.В., Капустин В.В., Подольский Д.В., Яровиков С.О. Численный расчет распределения плотности переменного тока в токоведущих контурах электрических аппаратов	115
Вихарев А.П. Один из путей обеспечения электромагнитной совместимости устройств релейной защиты	152
Годжелло А.Г., Акимов Е.Г., Калашников А.В. Логические основы выбора низковольтных электрических аппаратов	11
Долгих В.В., Кириевский Е.В. Контроль скоростных характеристик высоковольтных выключателей емкостным методом	1245
Коняев А.Ю., Назаров С.Л. Анализ характеристик электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем методом конечных элементов	1250
Макарычев Ю.М., Рыжов С.Ю., Чуднов В.К. К учету конечной длины магнитопровода при расчете плоских квазистационарных электромагнитных полей методом конечных элементов	17
Миронова Н.А., Акимов Е.Г. Кто владеет информацией	160
Острайко В.Н. Расчет круглого трубчатого токопровода с минимальным активным сопротивлением	146
Острайко В.Н. Синтез двухслойного адаптера крепежного магнита круглой формы	133
Рунов Ю.А. Нужно ли преобразование заданного многоступенчатого графика нагрузки в эквивалентной двухступенчатый для определения нагрузочной способности трансформаторов. Замечания к ГОСТ 14209-85	142
Рыжов С.Ю., Попов Д.К. К построению алгоритмов и структурированию программ микропроцессорных пультов управления электротехническими устройствами	135

Сопьяник В.Х. Алгоритм анализа поведения устройств защиты в аварийном режиме по результатам цифрового остиллографирования	157
Тимофеев И.А., Мадеев В.И., Максимов В.Д. Электромагнитный аппарат с полым сердечником на основе безотходной технологии	124
Хруслов Л.Л. Магнитные ключи в многоканальных, сильноточных источниках питания	147

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Абрамов К.К., Чамов А.В. Параметры передачи телеметрического кабеля для сейсмической разведки	751
Аксамирский П.В., Куксанов Н.К., Малинин А.Б., Немытов П.И., Салимов Р.А. Система четырехстороннего облучения электронами кабельных и трубчатых изделий	746
Крыжановский В.О. Более точное определение минимальной наработки кабельного изделия с изоляцией из ПВХ пластика	1254
Овсиенко В.Л., Шувалов М.Ю., Крючков А.А., Троицкая Г.А. Внутренние механические напряжения в изоляции высоковольтных кабелей и их влияние на электрическую прочность	828
Семенова И.А., Геча Э.Я., Рязанов И.Б. О продольной герметичности кабелей с водопоглощающим материалом	1147
Филатов В.В. О распределении магнитной индукции и плотности тока в коаксиальных оболочках высокочастотного кабеля	833
Юркевич В.М. Основы электрической теории контактных соединений	250
Юркевич В.М. Электрическое сопротивление и энергетические соотношения для контактного соединения	842

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Артамонова О.М. Особенности функционирования многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения с силовыми каналами повышающего типа	731
Барский В.А., Брызгалов М.Г., Горяйнов Н.А., Дубров Н.Н., Пашенко А.А., Уфимцев И.В. Создание серии IGBT преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов	738
Голубев А.Н., Игнатенко С.В. Оптимизация характеристик силового фильтра преобразователя частоты в функции числа фаз	742
Константинов В.Г. Многофазные бесфильтровые преобразователи частоты и числа фаз для регулируемых электроприводов	718
Федотов А.И. Дискретный операторный метод расчета переходных процессов в электрических цепях с выпрямительной нагрузкой	35

КОСМИЧЕСКАЯ ТЕХНИКА

Беленький А.Д., Васильев В.Н. Управление приводами системы ориентации солнечных батарей научно-энергетической платформы международной космической станции	66
Горбунов В.А. Космический аппарат «Ресурс-01» №4	63
Медведев Ю.Е., Медушев С.В., Ремизов В.Е., Шичков В.В. Лазерная интерферометрическая система для измерений перемещений	614

Стома С.А. ВНИИЭМ — сегодня 6 1
 Стома С.А., Кудрявцев В.В., Кузьмин В.Н., Михайлов Е.М. Бесконтактные электродвигатели постоянного тока в электроносочных агрегатах космических аппаратов 6 11

Ходненко В.П. Электрореактивные двигатели как исполнительные органы систем управления движением космических аппаратов 6 18

ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ АТОМНЫХ СТАНЦИЙ

Десятников И.И., Галкина Т.Н., Джумаев С.Д. Программно-технические комплексы для информационно-диагностических систем АЭС 6 28

Жемчугов Г.А., Десятников И.И., Ольшевский Ю.Н. Системы управления, защиты и автоматизированного контроля ядерных энергетических реакторов АЭС 6 21

Ольшевский Ю.Н., Жемчугов Г.А., Куцаков С.Я., Галкина Т.Н. Концепция развития систем управления и защиты ядерных энергетических реакторов типа ВВЭР-1000 6 25

ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ГАЗОПРОВОДОВ

Верещагин В.П., Матвейчук П.А., Сарычев А.П. Особенности электромагнитных подшипников компрессоров магистральных газопроводов 6 32

КОРАБЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

Жемчугов Г.А., Калашников В.К., Круглин В.А. Корабельная электромеханика — тенденции развития 6 35

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА

Горбунов А.В., Круткова Л.П., Жаринов В.А. Создание автоматизированного проектирования в области технологической подготовки производства в НПП ВНИИЭМ 6 39

Круткова Л.П., Жаринов В.А., Тюрик Ю.А., Каминский М.Н. Автоматизированная система управления технической подготовкой производства 6 43

ИЗОЛЯЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Куимов И.Е. Развитие производства конкурентоспособной электроизоляционной продукции 3 45

Мелещенко В.Н., Пак В.М. Опыт применения обмоточного провода со слюдосодержащей изоляцией 3 56

Рудаков М.Л., Федорова И.Г. Выбор электромагнитных экранов высокочастотных установок для нагрева диэлектриков 11 53

Украинский Ю.М., Пак В.М. Создание современных электроизоляционных материалов и систем изоляции для тяговых электродвигателей нового поколения электровозов 3 53

МАТЕРИАЛЫ И ИСПЫТАНИЯ

Баскин Э.М. Методология для определения закона надежности усталостных испытаний 6 55

Духопельников Д.В., Сальковский Ф.М., Сафонов Г.П., Сушков В.Я. Электролюминесцентные индикаторы — новые экономичные изделия будущего ... 6 50

Кузнецов С.Ю., Шумрай Н.М. Выбор магнитно-мягкого материала для магнитопроводов малошумного реакторного оборудования 6 53

Стома С.А., Сергеев В.В., Сафонов Г.А. Разработка новых электротехнических материалов — важное направление работ ВНИИЭМ 6 47

МЕДИЦИНСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Богатырева И.И., Пресс А.И., Смирнов В.И. Высокочастотный электрохирургический аппарат типа ЭКХ 6 61

УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Долкарт В.М. "Горячая замена" модулей электронных управляющих систем без отключения питания и перерыва в работе 8 50

Чиндиаскин В.И., Нелюбов В.М., Филиппова Т.Б. Математическая модель части электроэнергетической системы 3 15

РЕДКОЗЕМЕЛЬНЫЕ ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ

Андреев С.В., Кудреватых Н.В., Пушкинский В.И., Маркин П.Е., Зайков Н.К., Тарасов Е.Н. Магнитные свойства быстрозакаленных сплавов Nd-Fe-B, полученных по «методу центрифуги», и анизотропных порошков из них 10 16

Дмитриев Д.О., Ионов А.А., Курбатов П.А., Терехов Ю.Н., Фролов М.Г. Перспективные конструкции и методы моделирования линейных магнитоэлектрических машин 10 31

Кудреватых Н.В., Остроушко А.А., Тарасов Е.Н., Зайков Н.К., Глотова Л.С. Исследование деградации магнитных свойств постоянных магнитов из сплава Nd-Fe-B в солевых растворах и водородных средах при наличии покрытий 10 20

Кулаев Ю.В., Курбатов П.А. Автоматизация проектирования систем с постоянными магнитами 10 23

Менушенков В.П. Новые магнитотвердые материалы, вопросы использования и область применения 10 1

Савченко А.Г., Рязанцев В.А., Скуратовский Ю.Е., Лилеев А.С., Менушенков В.П. Гистерезисные свойства спеченных постоянных магнитов на основе сплавов системы (Nd,R)-(Fe,Co)-B с добавками [R/Al], где R=Dy или Tb 10 5

Скоков К.П., Ляхова М.Б., Егоров С.М., Оганесян Е.В. Влияние высокотемпературных отжигов сплавов на магнитные свойства порошковых постоянных магнитов Nd-Fe-B 10 13

Скоков К.П., Ляхова М.Б., Пастушенков Ю.Г., Максимова О.Б. Высококоэрцитивные сплавы Nd-Fe-B 10 10

Собянин В.Г. Новые магнитные системы электрических машин и индукционных демпферов, оптимизированные методами многокритериальной оптимизации с выделением главного критерия 10 27

Фролов В.Н., Маслов А.Н., Кудреватых Н.В. Расчет магнитного поля в системах из постоянных магнитов и магнитно-мягких элементов 10 42

Шмелев В.Е., Сбитнев С.А. Двумерная пространственно-фазовая модель электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами 10 38

ЭЛЕКТРОЦЕНТРОБЕЖНЫЕ НАСОСЫ

Месенжник Я.З., Новиков Д.В., Пироговский Р.А. Технико-экономические характеристики специаль-

ных высоковольтных кабелей нового поколения для электропитания погружных нефтесосов 11 41

ЭЛЕКТРОТЕРМИЯ

Елшин А.И., Казанский В.М., Клесов В.И. Безопасные индукционные электронагреватели для отопления и горячего водоснабжения 11 50
 Митрофанов В.А., Папорков В.А. Расчет характеристик магнитного устройства для измерения параметров упрочненного слоя 10 50
 Нестерин В.А., Тойдеряков А.А., Андреев В.Н. Импульсный коээрцитиметр с улучшенными точностными параметрами 10 44
 Пастушенков А.Г., Коряковский А.В. Влияние собственного поля размагничивания постоянных магнитов на достоверность результатов магнитных измерений в цепи с немагнитным зазором 10 47

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Алехин В.А. Регулятор на симметричном тиристоре для дуговой сварки 7 61
 Острейко В.Н. К расчету радиусов трубчатого токопровода с электрически оптимальной толщиной стенки 10 61

ХРОНИКА

Кафедре электрических и электронных аппаратов ЧГУ — 35 лет 1 64
 Калошкин А.М. Информация 3 60
 Выставочная программа Интерэлектро на 1999 г. 3 62
 7-я Международная специализированная выставка "Автономные источники тока" 6 67
 В Академии электротехнических наук РФ 2 62

ВЭЛК-ЭЛЕКТРО-99 9 65
 8-я Международная выставка "Технология кабельного производства" 10 62
 Ишханов П.Э., Ладыгин А.Н., Моцожейи Б.И. Промышленные электротехнические системы и их компоненты на ВЭЛК-99 10 54

БИБЛИОГРАФИЯ

Капелько К.В. Электрические и электронные аппараты 4 62

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Игорь Петрович Копылов 3 63
 Виктор Петрович Ефименко 3 64
 Юрий Константинович Розанов 4 63
 Владимир Валентинович Москаленко 4 64
 Виктор Тимофеевич Долбия 5 76
 Владимир Борисович Клепиков 5 77
 Геннадий Григорьевич Пивняк 5 78
 Николай Гаврилович Попович 5 78
 Хенрик Туня 5 79
 Георгий Николаевич Петров 6 68
 Александр Владимирович Гамаюнов 8 65
 Борис Петрович Апаров (к 100-летию со дня рождения) 10 63
 Рауф Исмаилович Мустафаев 12 65

ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Красиков Н.Н. К моделированию электрополевой активации воды 3 58

НЕКРОЛОГИ

Давид Вениаминович Свечарник 6 69

* * *

Уважаемые читатели!

В январе 2000 г. журналу «Электротехника» исполняется 70 лет. Просим Вас присыпать свои предложения и пожелания в адрес журнала:

123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213.
 Редакция журнала «Электротехника».

Тел/факс 254-11-52.

Редактор отдела О.В. Кунавина
 Научный редактор Л.А. Романова
 Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 04.10.99. Подписано в печать 16.11.99. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 51

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»
 107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

РАУФ ИСМАИЛОВИЧ МУСТАФАЕВ

(к 60-летию)

26 декабря 1999 г. исполняется 60 лет доктору технических наук, профессору, заслуженному инженеру Азербайджанской Республики, члену-корреспонденту Инженерной Академии (г. Москва), заместителю директора по науке Азербайджанского научно-исследовательского института энергии и энергетического проектирования Рауфа Исмаиловичу Мустафаеву.

Инженерную и научную деятельность Р.И.Мустафаев начал в 1964 г. после окончания электроэнергетического факультета Московского агротехнического университета (бывший МИИСП). Он был направлен на работу в лабораторию регулируемых электрических машин Азербайджанского научно-исследовательского института энергетики им. И.Г.Есьмана. В этом институте с незначительным перерывом он проработал 35 лет, последовательно пройдя путь инженера, старшего научного сотрудника, руководителя лаборатории, отдела и заместителя директора института по науке.

В 1972 г. в Азербайджанском институте нефти и химии им. М.Азизбекова Р.И.Мустафаев успешно защитил кандидатскую диссертацию, посвященную динамическим режимам работы электромеханических систем нефтебуровых установок.

В 80-х годах предметом научных интересов Р.И.Мустафаева стали проблемы динамики режимов работы электромеханических систем крупных ветроэнергетических установок, работающих параллельно с электроэнергети-



ческими системами. Венцом этих исследований стала защищенная в 1990 г. в МЭИ докторская диссертация на тему «Динамические режимы электромеханических преобразователей ветроэлектрических установок, работающих на электрическую сеть», которая специализированным Советом квалифицирована как пионерская работа в области управления и оптимизации переходных и квазистационарных режимов электромеханических преобразователей крупных ветроэлектрических установок (ВЭУ). Автором впервые была поставлена и успешно решена задача как управления динамикой электромеханических систем ВЭУ с помощью разработанных на уровне изобретений технических средств, предназначенных для совместной работы с серийными электрическими машинами ВЭУ, так и оптимизации параметров самих электромеханических систем при их совместной работе с ветродвигателями различных исполнений.

Профессор Р.И.Мустафаев — автор более 125 научных работ, включая 19 авторских свидетельств, руководитель научной школы исследования динамики

сложных электромеханических систем, в том числе применяемых в системной ветроэнергетике, под его руководством подготовлены и защищены одна докторская и пять кандидатских диссертаций.

В настоящее время Р.И.Мустафаев является экспертом-консультантом по проектированию и строительству в Азербайджане ветроэлектрической станции мощностью 60 МВт.

Неоднократно он достойно представлял азербайджанскую школу электромеханики за рубежом, в марте 1999 г. выступил с докладом на Европейской конференции по ветроэнергетики — представительном мировом форуме, проведенном во Франции.

Р.И.Мустафаев успешно сочетает научную работу с педагогической, являясь профессором Национальной Академии авиации и Азербайджанской Государственной нефтяной академии, он ведет там курс авиационных электрических машин и электропривода.

Высокая научная эрудиция, исследовательские и организаторские способности, доброта и интеллигентность позволили Р.И.Мустафаеву завоевать заслуженный авторитет и уважение среди ученых и коллег.

От всей души поздравляем Рауфа Исмаиловича со славным юбилеем, желаем ему новых творческих успехов, здоровья и счастья.

Коллектив АзНИИ
Энергетики и энергетического
проектирования

CHIP NEWS НОВЫЙ ЖУРНАЛ ДЛЯ ВАС!



Журнал «CHIP NEWS»/ Новости о микросхемах (ежемесячный).
Подписной индекс по каталогу Агентства «РОСПЕЧАТЬ» — 72208.

Журнал «ИНЖЕНЕРНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА» (ежеквартальный).
Подписка на 1999 год оформляется через редакцию или в любом отделении связи по каталогу РОСПЕЧАТЬ, подписной индекс 48622

Стоимость подписки	Полугодие
по России	150
по СНГ	200
дальнее зарубежье	250

Адрес редакции: 111141, Москва, Зеленый проспект, 2/19
Тел. 306-0026, 306-4789,
факс 306-0283
E-mail: EDITOR@SEI-MACRO.MSK.RU

МР ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

lau@sei-macro.msk.ru	Ляшенко Александр	Бывший глава направления
iosr@sei-macro.msk.ru	Матуцко Игорь	Инженер-консультант
vladimir@sei-macro.msk.ru	Ломакин Владимир	аналог, цифра
dicholov@sei-macro.msk.ru	Чоловский Дмитрий	ВЧ, СВЧ
taury@sei-macro.msk.ru	Беломызова Татьяна	силовая электроника
skor@sei-macro.msk.ru	Экориков Александр	Инженер-консультант
lau@sei-macro.msk.ru	Кикоть Алексей	микроконтроллеры
lau@sei-macro.msk.ru	Никулин Юрий	средства отладки
память		
Менеджер		
промышленная электроника		
телефония		
Менеджер		
автомобильная		
Менеджер		
автоЭлектрика		
Менеджер		
телефакс		
Менеджер		
пассивные компоненты		
Менеджер		
рetail продажа, склад		

SEI Macro Group

MACRO

Новые

старые

дизайнерские

чипы

AMD

• AMP

• Analog Devices

• Arcotronics

• AVX

• Berg Electronics

• Bourns

• CML

• Cypress

• Dallas Semiconductor

Echelon

E-Tec

Fairchild Semiconductor

Hewlett-Packard

Hitachi

• Intel

• IQD

• Kemet

Linear Technology

Lucent Technologies

• Micron

Microsemi

Mitsubishi

• Molex

Motorola

• M-System

NEC

National Semiconductor

• Panasonic

Philips Semiconductor

• Power Convertibles

Power Integrations

• Scenix

• Schaffner

SGS-Thomson

• Sharp

Siemens Semiconductor

Sony

Teremic

TFX Electronics

Texas Instruments

• Thomas & Betts

Vantis

Varitronix

• Vicor

• Vishay

• Xilinx

• ZF Microsystems

ООО "Макро Тим"
111141, г. Москва,
ул. Первомайская, 19/2
(+7 095) 306 0026
(+7 095) 306 0283
E-mail: editor@sei-macro.msk.ru
www.sei-macro.msk.ru