





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

№ 6 ИЮНЬ 2000

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
КОЧЕТКОВ В.Д.

БЕЛКИН Г.С., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х.,
ДОЛКАРТ В.М., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,
РОЗАНОВ Ю.К., 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

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с
точкой зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов
редакция ответственности не несет.

© «Электротехника», 2000 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

Волкова О.В., Ковалев В.Д., Корявин А.Р. Перспективы создания нового поколения оборудования сверхвысокого и ультравысокого напряжения при глубоком ограничении перенапряжений 1

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ

Якимец И.В., Наровлянский В.Г., Масалев Д.Ю. Оценка технических характеристик сверхпроводникового индуктивного накопителя при проектировании противоаварийного управления энергосистемой 6

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Санкин Ю.Н., Пирожков С.Л. Переходные процессы в длинных электрических линиях со ступенчатыми характеристиками 13

СВЕРХПРОВОДЯЩИЙ ПОДВЕС

Ким К.К. Использование сверхпроводящего подвеса в транспортных системах 16

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Жуков В.П., Нестерин В.А. Высокомоментные вентильные электродвигатели серии 5ДВМ 19

Гаджиев Г.А., Халилов Д.Д., Абдуллаев Н.Д., Гашимов М.А. Исследование магнитных полей рассеяния в электрических машинах для их диагностики в условиях работы 22

Голубев А.Н., Игнатенко С.В. Влияние числа фаз статорной обмотки асинхронного двигателя на его виброшумовые характеристики 28

Литвинов Б.В. Схема замещения однофазного синхронного генератора двойного вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий 32

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С. Синтез наблюдателей состояния для статической СПР скорости двухмассового неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, электромеханического объекта 37

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Андреев А.М., Ваксер Н.М., Куимов И.Е., Пак В.М., Старовойтенков В.В. Композиционные материалы на основе слюдопластовой бумаги и полимерной пленки 44

Борисова М.Э., Марченко М.С., Писсис П. Временные и частотные характеристики термостойкой полимерной пленки полимимид-политетрафторэтилена 48

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Бочкарев И.В., Галбаев Ж.Т. Влияние электромеханического тормозного устройства на режимы пуска и остановки электродвигателей тормозных модификаций 51

Луковников В.И., Захаренко С.И., Рожков А.И. Опыт применения комплексной тиристорной станции ТСУ-2 для управления пуском асинхронных электроприводов турбомеханизмов 56

Хечуев Ю.Д. Результаты испытаний и опытной эксплуатации на предприятиях региона КМА энергосберегающих устройств на основе частотно-регулируемого электропривода с транзисторными преобразователями АТ 01 (АТ 02) 59

ХРОНИКА

Коршунов Г.М., Степанов В.П. Надежность работы электрических машин постоянного тока 62

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Лев Николаевич Рассудов 63

Ольгерд Владиславович Слежановский 64

Перспективы создания нового поколения оборудования сверхвысокого и ультравысокого напряжения при глубоком ограничении перенапряжений

ВОЛКОВА О.В., КОВАЛЕВ В.Д., КОРЯВИН А.Р.

ГУП ВЭИ им. В.И.Ленина

В начале 80-х годов перспективы сооружения линий электропередачи напряжением 1000 кВ и выше рассматривались в Бразилии, Италии, США, Японии [1]. В конце 90-х годов вопрос о создании линий 1200 кВ был поставлен в Китае [2]. Создание линий электропередач ультравысокого напряжения определялось потребностью передавать мощности порядка 5000 МВт и более на расстояние не менее 300 км.

Предполагаемый уровень наибольшего рабочего напряжения линий электропередачи находился в пределах от 1050 кВ (Италия) до 1600 кВ (США, компания AEP-ASEA). Передаваемая мощность 3000–8000 МВт. Уровень ограничения коммутационных перенапряжений был принят от 1,5 о.е. компанией ВРА (США) до 1,8 о.е. в СССР (1 о.е. — наибольшее рабочее фазное напряжение). В качестве основных элементов системы защиты во всех странах рассматривались ограничители перенапряжений и предвключаемые резисторы в выключателях, используемые при коммутациях включения (в ряде стран и при коммутациях отключения), а также шунтирующие реакторы, релейная защита и автоматика. Квазистабилизировавшиеся перенапряжения в большинстве стран оценивались значениями 1,3–1,35 о.е. В США компания AEP-ASEA считала возможным ограничить их до 1,1 о.е., а в СССР — до 1,3–1,4 о.е.

В настоящее время промышленная линия электропередачи напряжением 1150 кВ создана только в России, причем вся коммутационная аппаратура на подстанциях имеет воздушную изоляцию, а в качестве основного защитного аппарата используется не ограничитель перенапряжений, а разрядник [3–5].

Исследования с воздушными, частично газоизолированными системами или газоизолированными системами, включая коммутационные, — КРУЭ — были выполнены ВРА и АЕР в США, ENEL в Италии, СССР, но они не привели к созданию промышленного оборудования. Наиболее интенсивная работа над проектом оборудования газоизолированного типа, в котором впервые в мире будет достигнуто напряжение 1100 кВ для промышленного применения, в настоящее время идет в Японии [6–9].

Во всех странах исходят из того, что для снижения стоимости линии и оборудования УВН

перенапряжения должны быть предельно ограничены.

В настоящее время в России накоплен обширный материал, свидетельствующий о целесообразности создания оборудования подстанций сверхвысокого и ультравысокого напряжения, работающих в условиях глубокого ограничения перенапряжений. В первую очередь, это опыт разработки, стендовых испытаний, а главное — положительный опыт эксплуатации и исследований электрооборудования на опытно-промышленной электропередаче 1150 кВ Экибастуз—Кокчетав—Кустанай протяженностью 890 км.

Для оборудования этой линии 1150 кВ уровень ограничения коммутационных перенапряжений был принят $1,8 U_{\Phi}$, а грозовых перенапряжений — $2,0 U_{\Phi}$.

Практически для всех видов электрооборудования повышены градиенты в изоляции при рабочем напряжении и коммутационных перенапряжениях, а также улучшены механические характеристики по сравнению с достигнутыми в оборудовании меньшего класса напряжения.

На основании опыта монтажа, наладки, исследований режимов работы и эксплуатации были выполнены работы, направленные на повышение надежности электрооборудования. Анализ выявленных недостатков свидетельствует, что они не являлись принципиальными и не касались выбранного уровня изоляции.

Опыт работы электрооборудования 1150 кВ на электропередаче Экибастуз—Кокчетав—Кустанай подтвердил правильность основных научно-технических и конструктивных решений, принятых при создании комплекса.

Результаты исследований на линии электропередачи Экибастуз—Кокчетав—Кустанай при плановых коммутациях и испытаниях, имитирующих аварийные ситуации, свидетельствуют, что при принятой системе защиты в подавляющем большинстве случаев (за исключением коммутаций по отключению реактора) перенапряжения практически не превосходят $1,6$ – $1,65 U_{\Phi}$.

При включении линии Экибастуз—Кокчетав максимальное зарегистрированное значение перенапряжений на разомкнутом конце составило $1,46 U_{\Phi}$. Перенапряжения на разомкнутом конце были примерно на 5% выше, чем на питающем,

что связано с благоприятным влиянием предвключаемых резисторов в выключателе, под действием которых существенно уменьшается крутизна волн, распространяющихся по ЛЭП.

Опыты по изучению наиболее распространенных коротких замыканий (однофазных) проводились как на односторонне включенной, так и замкнутой в транзит ЛЭП. В первом случае максимальное значение зарегистрированного ударного коэффициента составило 1,19.

Во время опытов на передаче с возникновением однофазного КЗ и последующим трехфазным отключением ЛЭП 1150 кВ из-за значительной составляющей нулевой последовательности были сильно выражены биения, и зарегистрированная амплитуда напряжения на ЛЭП заметно превышала квазистабилизированное напряжение неповрежденных фаз перед отключением U_0 и достигала 1,2—1,25 U_0 . Резисторы в выключателях должны существенно ограничить неблагоприятное влияние этого остаточного напряжения на уровень перенапряжений при ТАПВ.

Для снижения значения тока дуги подпитки при ОАПВ и восстанавливающегося напряжения на поврежденной фазе после погасания дуги предусматривается установка нулевых реакторов в нейтрали шунтирующих реакторов. В этом случае восстанавливающееся напряжение на поврежденной фазе невелико, а повторное включение не приводит к перенапряжениям, превышающим значения при плановом включении.

При включении автотрансформатора со стороны обмотки 500 кВ перенапряжения на свободной обмотке ВН автотрансформатора определяются наложением на составляющую 50 Гц свободных колебаний с частотой в несколько килогерц. Наибольший зарегистрированный ударный коэффициент составил 1,65, среднее значение — 1,15, среднеквадратическое отклонение — 21%.

При отключении автотрансформатора из установленного режима максимальное перенапряжение не превышало 1,5 U_Φ .

Коммутации с шунтирующими реакторами являются наиболее распространенными в сетях сверхвысокого и ультравысокого напряжения. На рис.1 приведены интегральные зависимости кратности перенапряжений при отключении шунтирующих реакторов. При отключении реактора, защищенного разрядником РВМК-1150, перенапряжения весьма высоки и при низкой вероятности приближаются к нормированному уровню 1,8 U_Φ (кривая 1). При защите посредством опытного образца ограничителя перенапряжений ОПНП-1150 с уровнем ограничения коммутационных импульсов до 1,45 U_Φ перенапряжения при отключении реактора находились в пределах от 1,34 до 1,44 U_Φ (кривая 2). Применение вместо воздушного выключателя элегазового аппарата способствует заметному снижению перенапряжений, возникающих при отключении того же самого реактора (кривая 3).

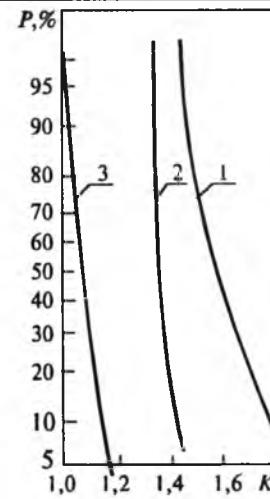


Рис.1. Распределение кратности перенапряжений, ограниченных защитными аппаратами, при отключении реактора 1150 кВ:
 1 — включателем-отключателем 1150 кВ (разрядник РВМК-1150 с уровнем ограничения коммутационных перенапряжений 1,8 U_Φ); 2 — выключателем ВНВ-1150 кВ (ограничитель перенапряжений ОПН-1150 кВ с уровнем ограничения коммутационных перенапряжений 1,45 U_Φ); 3 — выключателем ВГУ-500С (ограничитель перенапряжений ОПН-500 кВ с уровнем ограничения коммутационных перенапряжений 1,8 U_Φ)

Используя ОПН в сочетании с элегазовым выключателем, можно существенно ограничивать перенапряжения при отключении реактора.

В целом представляется целесообразным для вновь разрабатываемого оборудования 1150 кВ в традиционном исполнении, как и для КРУЭ, принять уровень ограничения коммутационных перенапряжений 1,6 U_Φ и грозовых перенапряжений 1,8 U_Φ , на что имеются утвержденные нормы.

Глубокое ограничение коммутационных перенапряжений на линиях до (1,6—1,7) U_Φ , с точки зрения японских специалистов, является необходимым условием надежной работы их линий с номинальным напряжением 1000 кВ [7].

В конце 80-х — начале 90-х годов ВЭИ, ЛПИ, НИИПТ, ВИТ, ЗТЗ, НИИ УЭТМ, ВЗВА был выполнен широкий круг исследований в области формирования разряда в различных средах, шли поиски и испытания новых изоляционных материалов и конструкций, совершенствовались различные узлы машин и аппаратов.

Подход, использованный при разработке первого поколения оборудования 1150 кВ, с учетом последних достижений может быть применен к новому поколению электрооборудования УВН, которое должно войти в эксплуатацию в первом десятилетии XXI века.

На вновь разрабатываемых передачах 1150 кВ вместо разрядника РВМК-1150 основным аппаратом защиты становится ограничитель перенапряжений. В конце 80-х годов были созданы макеты полномасштабных ОПН-1150 с защитными характеристиками, не уступающими лучшим мировым образцам. Их уровни ограничения перенапряжений составили: 1,6 U_Φ — для коммутационных импульсов и 1,8 U_Φ — для грозовых импульсов при токе в 20 кА (на близкие параметры ограничителей перенапряжений ориентируются японские специалисты). В начале 90-х годов был создан ОПНП-1150, который обеспечивал уровни ограничения коммутационных перенап-

режений $1,45U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений — $1,7U_{\Phi}$. Эти ограничители прошли испытания на МИС в г. Тольятти, в ходе которых были подтверждены их характеристики. На сегодня технически реально создать и освоить производство ограничителей на класс 1150 кВ на современной элементной базе на неподверженных старению оксидно-цинковых варисторах с предельными для мирового уровня защитными и массогабаритными характеристиками. Переход к ОПН-1150, рассчитанному на уровень ограничения коммутационных перенапряжений до $1,6U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений до $1,8U_{\Phi}$, позволит сократить высоту аппарата по сравнению с РВМК-1150 кВ не менее чем на 40%.

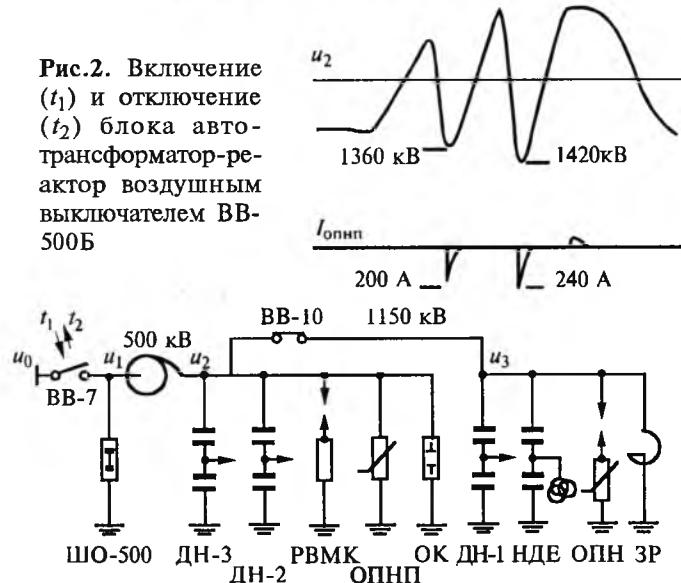
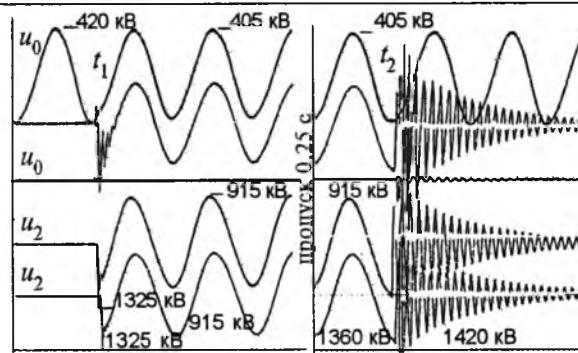
Система защиты, включающая ограничитель перенапряжений с указанными характеристиками, выключатели с предвключаемыми резисторами, СТК или управляемые шунтирующие реакторы, АСУ ТП, позволит обеспечить уровень ограничения коммутационных перенапряжений до $1,6 U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений до $1,8 U_{\Phi}$, что даст возможность заметно сократить габариты изоляции оборудования и, в первую очередь, внешней изоляции.

Вместо воздушных выключателей ВНВ-1150 и включателей-отключателей ВО-1150 должны быть разработаны элегазовые отдельно стоящие конструкции. При их создании может быть использован опыт, накопленный при исследованиях, разработке и эксплуатационных испытаниях элегазового выключателя ВГУ-500С. Выключателем были выполнены сотни коммутаций реакторов различной индуктивности, сосредоточенных емкостей, имитирующих холостые линии различной длины, вплоть до 450 км, коммутации холостых автотрансформаторов, блоков автотрансформатор-реактор на МИС в г. Тольятти. На осциллограммах (рис.2,3) можно видеть, как один и тот же блок автотрансформатор-реактор 1150 кВ отключают выключатели ВВ-500Б и ВГУ-500С. Испытания подтвердили высокие механические и электрические характеристики элегазового выключателя.

При разработке коммутационных аппаратов будет сохранен модульный принцип их построения, в конструкции могут быть использованы полимерные изоляторы, обладающие высокими механическими и электрическими характеристиками. Особое внимание будет уделено оптимизации дугогасительного устройства на базе последних достижений ВЭИ и ОАО «Уралэлектротяжмаш». Выключатель обязательно должен иметь предвключаемые резисторы.

Материалоемкость аппаратов и трудоемкость при их изготовлении по сравнению с серией ВНВ будут сокращены на 30—40%.

Прогресс в области создания фарфоровых и полимерных изоляторов позволяет разработать новые конструкции разъединителей и шинных опор вместо существующих РТЗ-1150 и ЩО-1150.



Вместо треног будет разработана фарфоровая или полимерная двухколонковая конструкция. Для ножей разъединителей вместо пространственной ферменной конструкции будет применена однотрубчатая телескопическая система. Может быть также проработана конструкция подвесного разъединителя с вертикальным разрывом на базе полимерной опорной и подвесной изоляции. Сокращение габаритов особенно принципиально для улучшения механических характеристик разъединителя, что, в первую очередь, влияет на его надежность. Предложенные конструкции разъединителя и шинных опор позволяют сократить массогабаритные характеристики этих аппаратов на 20—25% по сравнению с поставленными на передачу Экибастуз—Кустанай.

Подлежит переработке трансформатор тока 1150 кВ. Уменьшить габариты, массу и сделать пожаро- и взрывобезопасным трансформатор тока позволит элегазовая изоляция. При этом будет получен требуемый класс точности при меньших размерах магнитопроводов, уровень ЧР в элегазовой изоляции не будет превышать 10 пКл, его массогабаритные показатели будут улучшены не менее чем на 30%.

Будет переработан и трансформатор напряжения 1150 кВ. Применение новых высоковольтных конденсаторов и новой конструкции электромагнитного устройства позволит повысить класс точ-

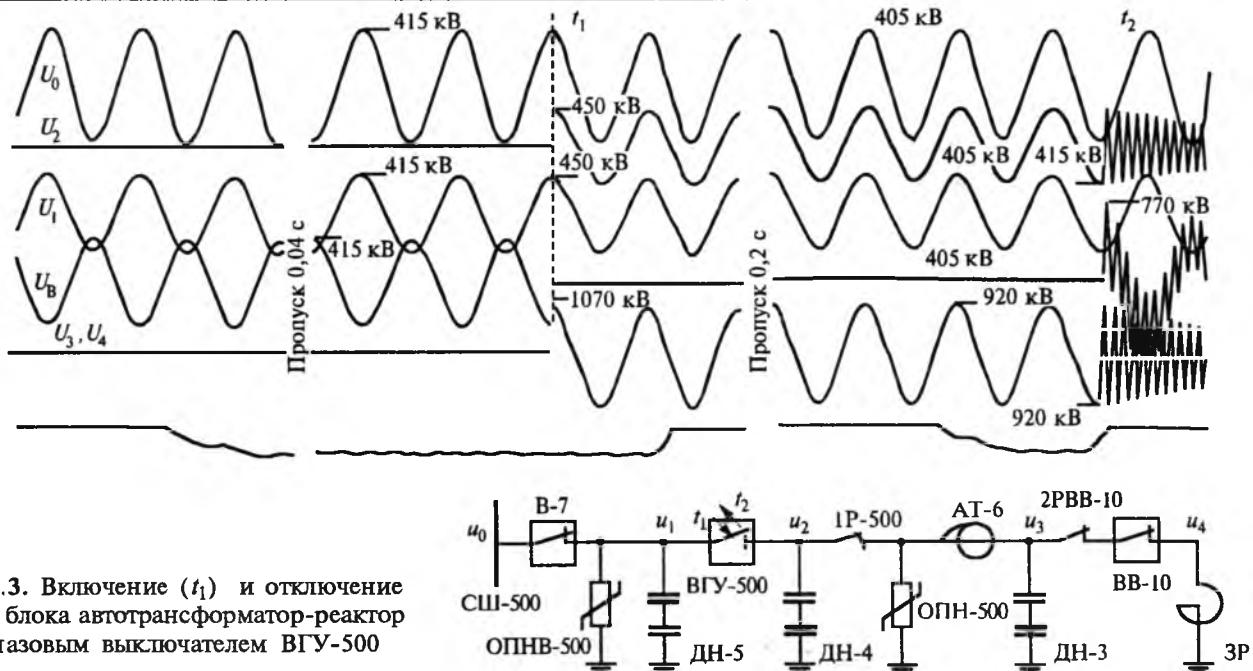


Рис.3. Включение (t_1) и отключение (t_2) блока автотрансформатор-реактор элегазовым выключателем ВГУ-500

ности измерения напряжения на подстанциях 1150 кВ.

В более отдаленный период будут разработаны оптико-электронные трансформаторы тока и напряжения.

Самым перспективным путем совершенствования комплекса высоковольтных аппаратов на напряжение 1150 кВ является переход к созданию распределительного устройства с элегазовой изоляцией КРУЭ-1150 кВ. Полномасштабный образец КРУЭ-1150 кВ проходил испытания на МИС в г.Тольятти, результаты которых свидетельствуют, что принципиальные решения по КРУЭ-1150 кВ являются правильными, однако по ряду узлов должны быть выполнены значительные исследования. О сложности создания КРУЭ ультра-высокого напряжения свидетельствует опыт других стран, в частности, Японии [6—9]. Так, испытания КРУЭ-1100 кВ на опытном стенде в Японии начались в 1996 г., значительно позже декларированных сроков, а ввод оборудования в промышленную эксплуатацию предусмотрен после 2000 г.

По результатам заводских, стендовых и эксплуатационных испытаний ВИТ и ВЭИ был разработан автотрансформатор модернизированной конструкции. В новой конструкции принята более простая и более технологичная схема с «классическим» расположением обмоток, создающая перспективу увеличения мощности до 1000 МВ·А в единице. Автотрансформатор имел существенно лучшие технико-экономические показатели. Полные потери снижены на 12%, расход конструкционной стали — на 19%, меди — на 18%, электрокартона — в два раза, трудоемкости — на 10—15%. Это достигнуто за счет уменьшения числа основных стержней с четырех до двух, повышения индукции в стержне, применения магнитопровода с полным косым стыком, усовер-

шенствования конструкции концевой изоляции (повышения электрической прочности на 15—20%), роста коэффициента заполнения обмоток ВН и СН.

Изготовленный в 1990 г. модернизированный автотрансформатор АОДЦТ 667000/1150/500 успешно прошел испытания напряжением $1,1U_{\text{исп}}$ и был направлен на подстанцию «Кустанайская». Именно эта конструкция после экспертизы проекта может быть принята в качестве основной для будущих ЛЭП 1150 кВ.

Не требует переработки и шунтирующий реактор 1150 кВ, обладающий высоким уровнем технико-экономических решений. Вновь выпускаемые образцы должны изготавливаться с учетом внедренных более совершенных технологических и конструктивных решений. Рассчитанная на менее глубокое ограничение перенапряжений изоляция трансформаторов и реакторов будет работать в более легких условиях.

Особенностями передач 1150 кВ являются резкие изменения режимов, вызванные как нормальными изменениями нагрузки, так и аварийными ситуациями. Это в сочетании с глубоким ограничением перенапряжений в электропереходах 1150 кВ значительно усложняет решение вопросов регулирования по сравнению с передачами более низких классов напряжения. Максимальное быстродействие и гибкость регулирования обеспечиваются статическими тиристорными компенсаторами (СТК). Их применение позволяет ограничить внутренние перенапряжения, повысить пропускную способность передачи, уменьшить потери в электропереходе, симметрировать фазы, используя пофазное регулирование.

Задача регулирования может быть решена посредством применения управляемых шунтирующих реакторов (УШР). По принципу действия,

конструктивному выполнению, совокупности технических характеристик и экономическим показателям УШР не имеют аналогов в мировом и отечественном электромашиностроении. Управляемый шунтирующий реактор на напряжение 500 кВ уже изготовлен ЗТЗ и успешно прошел испытания на подстанции Белый Раст. Использование на передачах 1150 кВ СТК или УШР, являющихся наиболее дорогим оборудованием, будет определяться особенностями каждой конкретной передачи.

Повышение эксплуатационной надежности передачи электроэнергии, сокращение трудозатрат и улучшение условий труда при обслуживании оборудования подстанций должно достигаться за счет применения системы диагностики, интегрированной АСУ ТП и эффективной системы противоаварийной автоматики.

АСУ ТП-1150 должна быть выполнена как многоуровневая иерархическая распределительная система с использованием современных средств, включающих интеллектуальные датчики, высокопроизводительные вычислительные средства, помехоустойчивые каналы передачи информации, мощные программные средства введения баз данных и поддержки диалогового режима «оператор-машина». АСУ ТП — неотъемлемая часть высокоэффективной работы оборудования.

Ответственными предприятиями накоплен большой опыт по созданию систем диагностики высоковольтного оборудования, АСУ ТП и противоаварийной автоматики. Например, ВЭИ им. В.И.Ленина создаются системы диагностики оборудования Выборгской ВИП, интегрирования АСУ ТП Чебоксарской ГЭС, создана иерархическая система противоаварийного управления ОЭС «Поволжье».

В части оборудования СВН можно констатировать следующее.

С начала 80-х годов успешно эксплуатируются трансформаторы на напряжение 500 кВ со сниженным уровнем испытательных напряжений на Волжской ГЭС им. В.И.Ленина. Положительный опыт эксплуатации имеется по ряду аппаратов 500 кВ на Саяно-Шушенской ГЭС, элегазовому выключателю ВГУ-500С. Все указанное оборудование 500 кВ было рассчитано на уровень ограничения коммутационных перенапряжений $1,8U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений $2,0-2,1U_{\Phi}$. Результаты эксплуатации и специальные исследования этого оборудования свидетельствуют о высокой его надежности, правильности научно-технических и конструктивных решений, принятых при разработке изоляционных узлов.

Представляется целесообразным ввести в ГОСТ 1516.3 дополнительные нормы испытательных напряжений, рассчитанные для класса 500 кВ на уровне ограничения коммутационных перенапряжений $1,8U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений $2,1U_{\Phi}$, а для класса 750 кВ — на уровне ограничения коммутационных перенапряжений $1,7U_{\Phi}$ и грозовых перенапряжений — $1,9U_{\Phi}$.

Переход к новым уровням испытательных на-

пряжений позволит сократить габариты изоляции аппаратов относительно земли и вводов на напряжение 500 кВ примерно на 25—30%, а на напряжение 750 кВ — на 20—25%, межконтактные промежутки разъединителей и выключателей 500 и 750 кВ — на 20—25%.

В результате габариты аппаратов на класс напряжения 500 кВ будут близки к ныне реализованным для оборудования 330 кВ, а аппаратов класса 750 кВ — к ныне используемым на класс 500 кВ.

Введение дополнительного уровня испытательных напряжений приблизит ГОСТ 1516.3 к Публикации МЭК 71-1-93.

Новое поколение современного, экологически чистого, высоконадежного оборудования УВН и СВН, в первую очередь, необходимо для обеспечения межсистемных транзитов электроэнергии из Сибири в Европейскую и Восточную части России и экспорта электроэнергии, а в ряде случаев может быть использовано для замены оборудования, выработавшего свой ресурс.

Список литературы

1. Electric Power Transmission at Voltage of 1000 kV and Above. Plans for Future AC and DC Transmission, Data on Technical and Economic Feasibility and on General Design, Information on Testing Facilities and the Research in Progress M. Valtora//Electra. 1983. № 91.
2. Xie H.K., Mu K. EHV Transmission and its Insulation: Under Planning and Construction in China//IEEE Electrical Insulation Magazine. 1999. Vol. 15, № 2.
3. Transmission and Distribution International. 1991. Vol.2, № 1. P.23.
4. Электропередачи 1150 кВ. Кн.1/Под общ.ред. Г.А. Илларионова, В.С.Ляшенко. М.: Энергоатомиздат, 1992.
5. Электропередачи 1150 кВ. Кн.2/Под общ. ред. Г.А. Илларионова, В.С.Ляшенко. М.: Энергоатомиздат, 1992.
6. Yamagata, Kobayashi A., Yoshizumi T., Tsubaki T. Development of 1100 kV GIS-GAS Circuit Breakers, Disconnectors and High-Speed Grounding Switches//CIGRE. 1996. Paper 13—304.
7. Watanabe T., Yamagata Y., Zaima E. Insulation Coordination for UHV System//CIGRE. 1998. Paper 33—101.
8. Izeki N. Voltage-time Characteristics of SF₆ Gas//Electra. 1985. № 101.
9. Okabe S. et al. Insulation Characteristics of GIS for Non-standard Lightning Surge Waveform//ISH Paper 3118. 1997.

Волкова Ольга Владимировна — ведущий научный сотрудник ГНЦ РФ ВЭИ им. В.И.Ленина (ГУП). Окончила ЭЭФ МЭИ в 1958 г. В 1970 г. в ВЭИ защитила кандидатскую диссертацию по исследованию разрядных характеристик защитных воздушных промежутков.

Ковалев Виктор Дмитриевич — первый заместитель директора ГНЦ РФ ВЭИ им. В.И.Ленина (ГУП). Окончил ЭЭФ МЭИ в 1969 г. В 1997 г. во ВНИИЭ защитил докторскую диссертацию по теме: «Методы и средства противоаварийного управления для обеспечения устойчивости электроэнергетических систем».

Корявин Алексей Родионович — начальник сектора ГНЦ РФ ВЭИ им. В.И.Ленина (ГУП). Окончил ЭЭФ МЭИ в 1971 г. В 1978 г. в ВЭИ защитил кандидатскую диссертацию по исследованию разряда в воздухе.

СВЕРХПРОВОДЯЩИЕ МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ

Оценка технических характеристик сверхпроводникового индуктивного накопителя при проектировании противоаварийного управления энергосистемой

ЯКИМЕЦ И.В. доктор техн. наук, НАРОВЛЯНСКИЙ В.Г. канд. техн. наук,
МАСАЛЕВ Д.Ю. инж.

Предложены методы оценки энергетических и технических характеристик сверхпроводникового индуктивного накопителя при проектировании новых средств противоаварийного управления энергосистемой. Разработаны алгоритмы и программы расчета, даны примеры их реализации.

Комплекс решаемых с помощью сверхпроводниковых индуктивных накопителей (СПИН) задач позволяет рассматривать их в качестве одного из эффективных средств противоаварийного управления энергосистемой (ЭС), направленного как на повышение её устойчивости в случае возникновения аварийных возмущений, так и на локализацию этих возмущений [1, 2].

Определение энергетических параметров накопителя

На стадии предварительного проектирования включения сверхпроводниковых накопителей в ЭС определяется распределение потока активной и реактивной мощностей по узлам энергосистемы в нормальных и аварийных режимах, на основе которого формируется объем управляющих воздействий СПИН, обеспечивающих требуемые устойчивость и пропускную способность электропередачи.

В общем случае зависимость от времени управляющих воздействий предлагается аппроксимировать по интервалам времени набором линейных характеристик типа

$$P_i(t) = P_{1i} + \frac{P_{2i} - P_{1i}}{\tau_i} t, \quad (1)$$

где P_{1i} , P_{2i} — начальное и конечное значения активной мощности на i -м интервале; τ_i — интервал усреднения.

Вопросы, связанные с определением энергетических характеристик накопителя при постоянной мощности энергообмена P_{const} в течение времени τ , достаточно подробно рассмотрены в [1,3]. Задачи линейного изменения мощности и комбинации характеристик (1) требуют дальнейшего развития.

Определение значения обменной энергии накопителя с сетью при формировании управляющих воздействий связано как с условиями пере-

дачи мощности через преобразователь, так и с ограничениями на максимальную скорость изменения тока в сверхпроводниковой катушке и максимальное напряжение на токовводах.

При линейном изменении мощности управление баланса энергии можно выразить через среднее значение мощности за интервал времени τ в виде

$$E_0(1 - \xi) = P_{\text{cp}}\tau; P_{\text{cp}} = (P_1 + P_2)/2, \quad (2)$$

где E_0 — максимальная энергия, запасаемая накопителем на интервале τ ; ξ — коэффициент глубины разряда, определяющий минимальную энергию СПИН как ξE_0 .

Такое представление баланса энергии позволяет использовать единый подход к характеристике управляющих воздействий, аппроксимируемой участками постоянной и линейно изменяющейся активной мощности. Сопряжение участков обеспечивается условием непрерывности изменения энергии накопителя во времени.

Максимальное значение производной тока в сверхпроводниковой катушке зависит от соотношения линейно изменяющейся мощности в начале и в конце интервала энергообмена:

для режима разряда

$$\frac{\dot{I}_h}{\dot{I}_k} = \frac{P_1\sqrt{\xi}}{P_2}; \quad (3)$$

для режима заряда

$$\frac{\dot{I}_h}{\dot{I}_k} = \frac{P_1}{P_2\sqrt{\xi}}, \quad (4)$$

где \dot{I}_h , \dot{I}_k — производная тока в начале и конце интервала энергообмена.

С учетом (3), (4) условия ограничения по максимальной скорости на концах интервала изменения тока:

для режима разряда

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{d0}/\tau}{1+P_2/P_1} \frac{(1-\xi)}{1} &\leq \dot{I}_{kp}; \\ \frac{I_{d0}/\tau}{1+P_1/P_2} \frac{(1-\xi)}{\sqrt{\xi}} &\leq \dot{I}_{kp}; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

для режима заряда

$$\left. \begin{aligned} \frac{I_{d0}/\tau}{1+P_2/P_1} \frac{(1-\xi)}{\sqrt{\xi}} &\leq \dot{I}_{kp}; \\ \frac{I_{d0}/\tau}{1+P_1/P_2} \frac{(1-\xi)}{1} &\leq \dot{I}_{kp}; \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где \dot{I}_{kp} — максимальная производная тока по времени.

Условие обеспечения выдачи мощности преобразователем выполняется при следующем соотношении (без учета снижения напряжения при коммутации вентиляй)

$$P(t) \leq U_{d0} \cos \alpha_{rp} I_d(t), \quad (7)$$

где U_{d0} — выпрямленное напряжение холостого хода преобразователя; α_{rp} — граничный угол управления вентилями преобразователя (различный для режимов разряда и заряда); I_d — ток накопителя.

При линейном изменении мощности ток в накопителе имеет граничные значения в начале и в конце интервала энергообмена, различные для режимов разряда и заряда. Тогда условия выдачи мощности преобразователем имеют вид:

для режима разряда

$$\left. \begin{aligned} P_1 &\leq U_{d0} \cos \alpha_{rp} I_{d0}; \\ P_2 &\leq U_{d0} \cos \alpha_{rp} I_{d0} \sqrt{\xi}; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

для режима заряда

$$\left. \begin{aligned} P_1 &\leq U_{d0} \cos \alpha_{rp} I_{d0} \sqrt{\xi}; \\ P_2 &\leq U_{d0} \cos \alpha_{rp} I_{d0}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где I_{d0} — ток, соответствующий максимальной энергии накопителя на интервале энергообмена; $I_{d0} \sqrt{\xi}$ — ток, соответствующий минимальной энергии накопителя на интервале энергообмена.

Ограничение по максимальному напряжению на тоководах сверхпроводниковой катушки учитывается следующим соотношением:

$$\frac{2E_0}{I_0^2} \dot{I}_{kp} \leq U_{dmax}, \quad (10)$$

где U_{dmax} — допустимое напряжение на тоководах.

При расчетах энергетических параметров СПИН с использованием кусочно-линейной аппроксимации режима комплекс уравнений (1)–(10) справедлив для каждого линейного участка с учетом непрерывности изменения во времени энергии в катушке

$$E_{0i}\xi_i = E_{0i+1}; \quad E_{0i}\sqrt{\xi_i} = I_{d0i+1}, \quad (11)$$

где i — номер интервала ($i+1$ — для режима разряда, $i-1$ — для режима заряда).

Исходя из (11), уравнение общего баланса энергии для N интервалов определяется следующим образом.

Баланс энергии на интервале:

$$E_{0i}(1-\xi_i) = P_{cp_i} \tau_i, \quad (12)$$

где E_{0i} — максимальная энергия на i -м интервале; ξ_i — коэффициент глубины разряда i -го интервала; $P_{cp_i} = (P_{1i} + P_{2i})/2$ — средняя мощность на i -м интервале времени τ_i .

Тогда общее изменение энергии за N интервалов:

$$\sum_{i=1}^N P_{cp_i} \tau_i = \sum_{i=1}^N (E_{0i}(1-\xi_i)). \quad (13)$$

Подставив (11) в (13), получим:
для режима разряда

$$E_{01} \left(1 - \prod_{i=1}^N \xi_i \right) = \sum_{i=1}^N P_{cp_i} \tau_i; \quad (14)$$

для режима заряда

$$E_{0N} \left(1 - \prod_{i=1}^N \xi_i \right) = \sum_{i=1}^N P_{cp_i} \tau_i, \quad (15)$$

где E_{01} , E_{0N} — максимальная энергия накопителя в начале (в конце) режима энергообмена.

Из (14) и (15) получим уравнение общего баланса энергии:

$$E_0(1-\xi_{\Sigma}) = \sum_{i=1}^N P_{cp_i} \tau_i; \quad \xi_{\Sigma} = \prod_{i=1}^N \xi_i, \quad (16)$$

где E_0 — максимальная энергия накопителя; ξ_{Σ} — коэффициент глубины разряда накопителя; N — количество интервалов аппроксимации.

С учетом потерь энергии ($\eta \approx 93\div 95\%$), возникающих в процессе работы накопителя, минимальное значение коэффициента глубины разряда ξ_{Σ} должно быть выше $\xi_{\min} \approx 0,05\div 0,1$. Это условие определяет минимальное значение E_0 :

$$E_0 \geq E_{0\min} = \frac{\sum_{j=1}^N P_{cp_j} \tau_j}{1 - \xi_{\min}}. \quad (17)$$

Исходя из заданного минимального значения E_0 , значение коэффициента глубины разряда на каждом интервале аппроксимации определяется выражением:

для режима разряда

$$\xi_i = \frac{E_{0i+1}}{E_{0i}} \geq 1 - \frac{P_{cp_i} \tau_i}{E_{0\min} - \sum_{j=1}^{i-1} P_{cp_j} \tau_j}; \quad (18)$$

для режима заряда

$$\xi_i = \frac{E_{0i-1}}{E_{0i}} \geq 1 - \frac{P_{cp_i} \tau_i}{E_{0\min} - \sum_{j=i+1}^N P_{cp_j} \tau_j}. \quad (19)$$

На основе изложенного комплекса уравнений разработаны алгоритм и программа расчета энергетических характеристик СПИН для режимов разряда и заряда при кусочно-линейной аппроксимации объема управляющих воздействий активной мощностью накопителя.

В качестве исходных данных задаются: максимальная скорость изменения тока накопителя \dot{I}_{kp} , максимальное напряжение на тоководах катушки U_{dmax} , выпрямленное напряжение преобразователя $U_d \leq U_{dmax}$, граничный угол управления преобразователем α_{tp} , минимальный коэффициент глубины разряда накопителя ξ_{min} , количество интервалов аппроксимации N , мощность в начале и в конце i -го интервала P_{1i}, P_{2i} , значение времени i -го интервала τ_i .

Результатом расчета являются: максимальная и минимальная энергия накопителя E_0, E_{min} , соответствующие им токи I_{d0}, I_{dmin} , коэффициент глубины разряда накопителя ξ_{Σ} и индуктивность катушки L .

Помимо требуемых значений максимальной и минимальной энергоемкостей накопителя разработанные алгоритм и программа позволяют получить и дополнительную информацию, необходимую для предварительного проектирования включения СПИН в энергосистему. В частности, на рис.1 приведена зависимость максимального выпрямленного тока накопителя от максимальной мощности управляющих воздействий. Эта зависимость соответствует условиям выдачи (потребления) постоянной мощности в течение времени t при $U_{d0} = 35$ кВ, $\dot{I}_{kp} = 10$ кА/с и может быть использована для выбора параметров устройства связи накопителя с сетью: схемы преобразования, тиристорных вентиляй, расчетной мощности преобразовательного трансформатора.

Проведенный анализ объемов управляющих воздействий для ряда действующих энергосистем России (Амурская, Тюменская и Читинская ЭС) и проектируемой передачи ВЛ 1150 кВ Сибирь – Урал определили модульный ряд энергоемко-

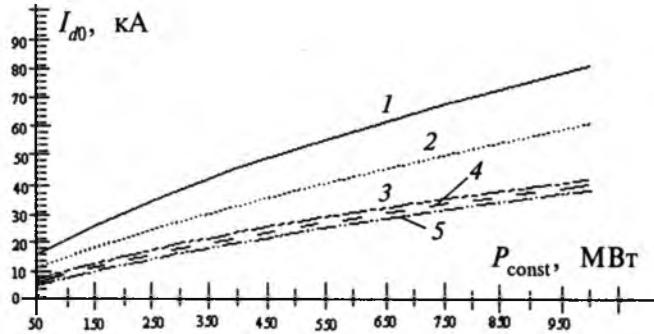


Рис.1. Зависимость максимального выпрямленного тока накопителя от максимальной мощности управляющих воздействий ($\dot{I}_{kp} = 10$ кА/с):

1 – $t = 1$ с; 2 – $t = 1,5$ с; 3 – $t = 2$ с; 4 – $t = 5$ с; 5 – $t = 10$ с;

стей СПИН ($2,5 \cdot 10^8$ Дж, $5 \cdot 10^8$ Дж, $1 \cdot 10^9$ Дж), обеспечивающих задачи противоаварийного управления.

При выборе энергетических параметров СПИН, как правило, используется объем управляющих воздействий активной мощности. Однако в случае включения накопителя в узлы ЭС, например, по границам "слабой связи", приоритетными могут оказаться объемы управляющих воздействий реактивной мощности, обеспечивающие максимальное регулирование напряжения в узле. Такой подход эффективен при выполнении СПИН функций демпфирования случайных колебаний активной мощности по передаче: накопитель в пределах располагаемой энергоемкости устраняет колебания активной мощности ограниченной амплитуды, увеличивая, в случае необходимости, пропускную способность передачи, изменения потребление реактивной мощности. Номинальный ток накопителя в режиме работы управляемым реактором (УР)

$$I_{dmin} \leq I_{dnom} \leq I_{d0}. \quad (20)$$

В частности, при использовании в качестве устройства связи СПИН с сетью двухмостового преобразователя

$$I_d = \frac{\pi K_t Q_t}{6\sqrt{6} U_{yst} \sin \phi}; \quad \phi = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = \frac{\pi}{2}, \quad (21)$$

где Q_t – реактивная мощность, потребляемая накопителем в режиме УР; U_{yst} – уставка фазного напряжения в узле; K_t – коэффициент трансформации преобразовательного трансформатора; $\varphi_1, \varphi_2, \phi$ – углы, непосредственно связанные с углами управления вентилями, характеризующие коэффициенты мощности мостов и двухмостового преобразователя в целом.

В соответствии с (21) накопитель в данном режиме потребляет только реактивный ток.

Оценка геометрических параметров магнитной системы накопителя

Оценка габаритов магнитной системы накопителя производится на основе рассчитанных энергетических характеристик (E_0, I_{d0}) с учетом задаваемых рабочей плотности тока материала провода J и конструктивной плотности намотки λ , учитывающей теплообменные каналы. Расчет должен соответствовать требованиям, предъявляемым к максимально допустимым индукциям магнитного поля в обмотке B_{max} и механическим напряжениям σ_{max} , связанным с электромагнитными силами.

Магнитная система накопителя представляется в виде простой цилиндрической обмотки с прямоугольным сечением (рис.2). Предполагается, что рабочий ток однородно заполняет все сечение. При описании геометрии использованы обозначения: D – средний диаметр, r – толщина намотки, $a = 2b$ – длина обмотки, a_1 –

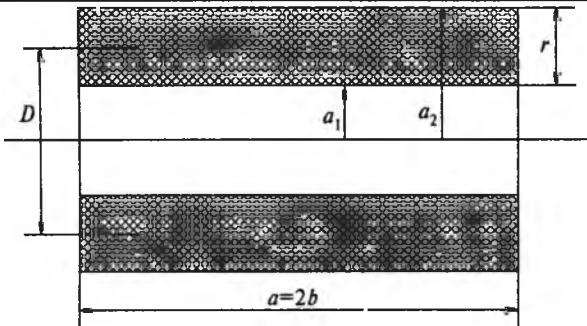


Рис.2. Магнитная система накопителя соленоидального типа

внутренний радиус; a_2 — внешний радиус.

Индуктивность цилиндрической обмотки прямоугольного сечения в соответствии с [4] имеет вид

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} n^2 D \Phi, \quad (22)$$

где n — количество витков обмотки; Φ — фактор формы (функция Φ не имеет простого аналитического описания и определяется по таблицам и номограммам.)

Для обмоток, длина которых не меньше диаметра, в соответствии с [5] можно аппроксимировать функцию Φ в виде

$$F(\alpha, \beta) = \frac{80(\alpha + 1)}{13\alpha + 18\beta - 7}; \alpha = a_1/a_2, \beta = b/a_1.$$

С учетом принятой аппроксимации выражение индуктивности имеет вид

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} n^2 D F(\alpha, \beta). \quad (23)$$

Проверка выражения (23) показала, что для рассматриваемых соотношений размеров обмоток погрешность не превышает 5–7%.

С учетом аппроксимации фактора формы энергоемкость накопителя

$$E_0 = 16 \cdot 10^{-6} (\lambda J)^2 a_1^5 \frac{\beta^2 (\alpha^2 - 1)^2}{13\alpha + 18\beta - 7}. \quad (24)$$

Индукция на оси в центре обмотки в соответствии с [6] имеет вид:

$$B_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} (\lambda J) a_1 \beta \ln \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \right). \quad (25)$$

Вводя поправочный коэффициент k_b , учитывающий повышение поля на внутреннем радиусе обмотки [7], окончательно получаем:

$$B_{a1} = k_b B_0. \quad (26)$$

Поскольку рассматриваемая обмотка имеет ограниченную длину, оценка значения механического напряжения проводится, исходя из магнитного давления на внутренней поверхности обмотки в ее среднем сечении

$$\sigma_\theta = \frac{B_{a1}^2}{2\mu_0}, \quad (27)$$

и представляется достаточной для суждения о возможности изготовления магнитной системы заданной формы.

Проведенный на основе разработанных алгоритма и программы расчет геометрии магнитной системы одного из элементов ряда энергоемкостей СПИН, рекомендуемых для целей противоаварийного управления ЭС, с исходными параметрами $E_0 = 2,5 \cdot 10^8$ Дж, $I_{d0} = 15$ кА, $\lambda J = 1,1 \cdot 10^7$ А/м² дал следующие результаты: $2a_2 = 2,7$ м, $2a_1 = 1,9$ м, $a = 6,6$ м, $B_{a1} = 5,4$ т, $\sigma_\theta = 1,05 \cdot 10^7$ Н/м². Полученные значения индукции и механического напряжения отвечают техническим характеристикам промышленно выпускаемых сверхпроводников, а размеры магнитной системы не выходят за рамки транспортных ограничений.

Расчет тепловыделений при работе СПИН

В общем случае работа накопителя состоит из чередующихся режимов хранения и изменения запасенной энергии, связанных с демпфированием колебаний мощности в энергосистеме. К режиму хранения может быть отнесено и функционирование СПИН в качестве УР, если оно не требует изменения выпрямленного тока I_d . Каждому из этих режимов отвечает определенный уровень потерь, которые должны восполняться посредством подкачки энергии из ЭС.

Мощность постоянных потерь в СПИН на уровне гелиевых температур оценивается в виде

$$P_{\text{He}} = P_{\text{т.и}} + P_R, \quad (29)$$

где $P_{\text{т.и}}$ — мощность потерь от теплопередачи через многослойную изоляцию криостата; P_R — мощность потерь в технологических стыках обмотки магнитной системы и токовводах.

В криогенных системах наибольшее распространение получила многослойная изоляция (суперизоляция), состоящая из перемежающихся слоев материала с высокой отражающей способностью и прокладочных материалов с низкой теплопроводностью. В соответствии с [8] наиболее качественные образцы экранно-вакуумной изоляции в диапазоне температур 10–300 К характеризуются коэффициентами теплопроводности $\lambda = (1 \div 2) \cdot 10^{-3}$ Вт/мК, а для пористых изоляций $\lambda = 10^{-3} \div 10^{-2}$ Вт/мК. Согласно [6] переходное сопротивление одного технологического соединения обмотки составляет $10^{-8} \div 10^{-9}$ Ом, а приток тепла в конструкциях токовводов с использованием противотока газообразного гелия сквозь медные экраны — теплообменники не более 2 Вт/кА.

В соответствии с принятыми коэффициентами потери мощности от теплопротока через изоляцию криостата (Вт)

$$P_{\text{т.и}} = (1 \div 2) \cdot 10^{-5} \frac{S \Delta T}{d}, \quad (30)$$

где S — суммарная боковая и торцевая поверхности изоляции; d — суммарная толщина изоляции; $\Delta T = T_2 - T_1$ — разность температур, зависящая от выбранной схемы охлаждения; при использовании для охлаждения магнитной схемы накопителя жидкого гелия в схеме с промежуточным азотным экраном $T_1 = 4,2 \text{ K}$, $T_2 = 80 \text{ K}$.

Мощность тепловыделений за счет омических потерь (Вт) связана с количеством технологических стыков обмотки n_c и количеством токовводов в криостат n_t в численном виде

$$P_R = 0,002 n_t I_d + (10^{-8} \div 10^{-9}) n_c I_d^2. \quad (31)$$

Мощность рефрижераторного оборудования, которую необходимо затратить на отвод тепловыделений в зоне криостатирования магнитной системы СПИН в режиме хранения энергии

$$P_{\text{реф}} = K_{\text{He}} P_{\text{He}}. \quad (32)$$

В современных холодильных установках, предназначенных для отвода тепла с гелиевого уровня к "теплой" зоне, $K_{\text{He}} = (300 \div 500) \text{ Вт/Вт}$.

В режиме демпфирования колебаний активной мощности энергосистемы изменение запасенной энергии СПИН приводит к возникновению дополнительных потерь. В общем случае эти потери можно разделить на гистерезисные в материале сверхпроводника, кооперативные от вихревых токов в матрице скрученного многоволоконного провода и индукционные в криостате и тепловых экранах.

При расчете гистерезисных потерь сверхпроводник в обмотке рассматривают как цилиндрический провод, расположенный в поперечном магнитном поле. Импульсное (разряд-заряд) изменение магнитного поля приводит к его частичному проникновению в объем сверхпроводника, сопровождающему тепловыделением.

Поскольку относительное изменение поля может оказаться достаточно большим целесообразно учесть зависимость $J_c(B)$. При этом для технических материалов в области сильных полей можно воспользоваться моделью Кима-Андерсона [6,7]

$$J_c(B) = \frac{J_{c0} B_0}{B + B_0}, \quad (33)$$

где J_{c0} , B_0 — постоянные, характеризующие материал сверхпроводника; в частности, для композитного многожильного провода на основе Nb-Ti (Нт-50) в медной матрице марки МСКНТ-0,5-0,42 $B_0 = 0,3 \text{ Тл}$, $J_{c0} = 4,24 \cdot 10^{10} \text{ А/м}^2$.

С учетом (33) суммарные гистерезисные потери за цикл (Дж) в объеме V обмотки с плотностью заполнения проводом $\lambda_{\text{провод}}$ и сверхпроводниковым материалом с радиусом нити a и плотностью заполнения провода сверхпроводником $\lambda_{\text{сп}}$

$$Q_r = \frac{8}{3\pi} a J_{c0} B_0 \lambda_{\text{провод}} \lambda_{\text{сп}} V \ln \frac{B_2 + B_0}{B_1 + B_0}. \quad (34)$$

В режиме разряда накопителя $B_2 = B_m$, $B_1 = B_m \sqrt{\xi}$, где B_m — максимальная индукция на внутреннем радиусе обмотки накопителя.

Кооперативные потери связаны с возникновением поперечных вихревых токов в матрице проводника. Мгновенная мощность потерь на вихревые токи в единице объема скрученного многоволоконного провода определяется выражением [6, 7]

$$P_k = \frac{\dot{B}^2}{\rho_{et}} \left(\frac{S}{2\pi} \right)^2; \rho_{et} = \rho_m \frac{1 + \lambda_{\text{сп}}}{1 - \lambda_{\text{сп}}}, \quad (35)$$

где S — шаг скрутки; ρ_{et} — эффективное удельное поперечное сечение матрицы.

Магнитное поле во внутренней области многоволоконного провода связано с переменной составляющей внешнего поля B_e зависимостью

$$B_j = B_e - \dot{B} \tau, \quad (36)$$

где τ — время затухания экранирующих токов после прекращения изменения B_e

$$\tau = \frac{\mu_0}{2\rho_{et}} \left(\frac{S}{2\pi} \right)^2. \quad (37)$$

В импульсном режиме (заряд-разряд), считая, что время заряда $t_{\text{зар}}$ много больше времени разряда t_p , причем заряд и разряд осуществляются по линейному закону ($\dot{E} = P_{\text{const}}$), полные потери за цикл (Дж) определяются путем интегрирования

$$Q_k = V \left(\int_0^{t_p} + \int_{t_p}^{t_{\text{зар}}} \right) P_k dt = -\frac{\tau}{2\mu_0} \frac{B_m^2 P_{\text{const}}}{E_0} \ln \left(1 - \frac{P_{\text{const}} t_p}{E_0} \right). \quad (38)$$

Наличие металлического криостата влияет на процесс заряда-разряда накопителя, поскольку стенки криостата являются своеобразной вторичной цепью, нагруженной на активное сопротивление. При рассмотрении уровня индукционных потерь в оболочке криостата и тепловых экранах ограничимся приближенной оценкой тепловыделений в условном режиме обмена СПИН с энергосистемой постоянной мощностью. Более сложные режимы работы могут быть получены методом интегрирования Дюамеля при моделировании временной зависимости изменения мощности обмена.

Система криостатирования сверхпроводникового накопителя состоит из нескольких вложенных друг в друга оболочек (как правило, из нержавеющей стали), между которыми находится вакуумная изоляция (как правило, в виде металлизированной диэлектрической пленки), и теп-

ловых экранов (в виде разрезных медных элементов). Наличие большой массы немагнитного металла вблизи катушки накопителя приводит, с одной стороны, к искажению первоначального поля, с другой, — к тепловыделениям, связанным с диссипацией энергии возбужденных вихревых токов.

Детальный расчет тепловыделений может быть произведен путем интегрирования по поверхностям каждой оболочки при предварительном вычислении действительного распределения магнитного поля в области криостата. Однако сложность, высокая трудоемкость и необходимость детальной информации о конкретной конструкции криостата приводят к нецелесообразности использования такого подхода на этапе предварительного проектирования включения СПИН в энергосистему. В связи с этим для получения приблизительной оценки в условиях предположения выполнения катушки СПИН соленоидальной с большим отношением длины к диаметру используется упрощенная расчетная модель:

— конструкция криостата заменяется эквивалентным цилиндрическим экраном, окружающим обмотку и расположенным соосно с ней, причем толщина экрана соответствует суммарной толщине стенок оболочек криостата, а его диаметр — среднему диаметру криостата;

— удельное сопротивление материала экрана принимается равным удельному сопротивлению нержавеющей стали в условиях глубокого охлаждения (примерно $5 \cdot 10^{-7}$ Ом/м);

— влияние торцевых крышек учитывается посредством удлинения эквивалентного цилиндра по каждому торцу на диаметр с тем, чтобы учесть поле рассеяния в торцевой зоне;

— предполагается равномерное распределение плотности экранирующего тока по высоте цилиндра (для получения более точной оценки можно разбивать экран по высоте на необходимое число колец и решать совместную систему уравнений, получая распределение тока, близкое действительному [9]).

Достоинством предложенной модели является то, что, обеспечивая простой способ оценки, она позволяет произвести расчет вихревых токов в условиях искажения исходного магнитного поля под действием этих токов.

На основе оценочных размеров криостата сопротивление экрана

$$R_3 = \rho \frac{\pi D_{cp}}{d_3 h}, \quad (39)$$

где ρ — усредненное удельное сопротивление материала экрана; D_{cp} — средний диаметр; d_3 — эквивалентная толщина экрана; h — приведенная высота экрана.

Индуктивность экрана L_3 и взаимная индуктивность экрана и обмотки накопителя M рассчитываются в соответствии с [4].

Уравнение для контура экрана, приведенное к нормализованному виду,

$$\frac{di_3(t)}{dt} + \delta i_3(t) = f(t), \quad (40)$$

$$\text{где } \delta = \frac{R_3}{L_3}; \quad f(t) = -\frac{M}{L_3} \frac{\alpha i_0(t)}{dt}.$$

Решение для тока экрана нетрудно получить, используя преобразование Лапласа,

$$i_3(p) = \frac{F(p) + i_3(0)}{p + \delta}. \quad (41)$$

В общем случае оригинал определяется посредством свертки

$$i_3(t) = e^{-\delta t} \left[\int_0^t f(\tau) e^{\delta \tau} d\tau + i_3(0) \right] \quad (42)$$

или используются справочные таблицы соответствия.

Энергия потерь в активном сопротивлении экрана рассчитывается интегрированием квадрата полученной функции тока

$$Q_{R3} = R_3 \int_0^{t_k} [i_3(\tau)]^2 d\tau, \quad (43)$$

где t_k — время окончания процесса разряда (заряда).

Энергия магнитного поля (Дж), накопленная в зазоре обмотка — экран, также в итоге переходящая в потери,

$$Q_{m3} = \frac{1}{2} \sigma^2 L_3 i_3^2(t_k), \quad (44)$$

где $\sigma^2 = 1 - M^2/(L_n L_3)$.

Средняя мощность тепловыделений в экране

$$P_3 = (Q_{R3} + Q_{m3})/t_k. \quad (45)$$

Расчет тепловыделений в металлических стенах криостата по соотношениям (43), (44) может рассматриваться как точный, если известно изменение тока $i_0(t)$ в обмотке магнитной системы накопителя.

Для оценки максимального уровня тепловыделений в стенах криостата предложен более простой метод, заключающийся в получении долевого соотношения тепловыделений в режиме разряда накопителя на нагрузку. Расчет производится для простой двухконтурной модели, в которой обмотка накопителя с внешней резистивной нагрузкой является рабочим контуром, а металлическая оболочка криостата — экранирующим.

Система уравнений процесса в приведенных величинах имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{i}_1(t)}{dt} + \delta_1 \tilde{i}_1(t) + k \frac{d\tilde{i}_2(t)}{dt} &= 0; \\ \frac{d\tilde{i}_2(t)}{dt} + \delta_2 \tilde{i}_2(t) + k \frac{d\tilde{i}_1(t)}{dt} &= 0; \end{aligned} \quad (46)$$

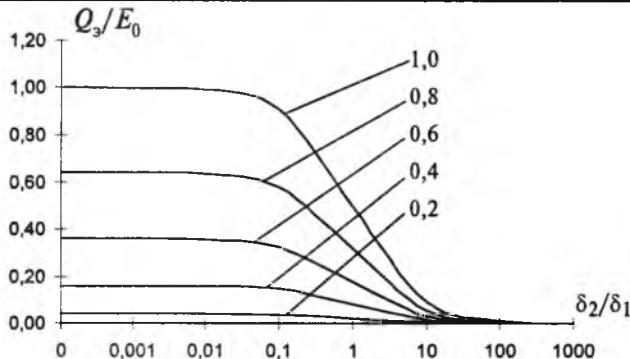


Рис.3. Диаграмма изменения отношения тепловыделений в экране к запасенной энергии накопителя (Q_3/E_0) в зависимости от соотношения декрементов затухания обмоток экрана и накопителя (δ_2/δ_1) и коэффициента их магнитной связи

$$\tilde{i}_1(0) = \tilde{i}_{01}; \quad \tilde{i}_2(0) = 0,$$

где $\tilde{i}_i = i_i \sqrt{L_i}$; $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$; $\delta_i = R_i / L_i$.

Выражение для интеграла энергии, выделившейся на нагрузке накопителя, имеет вид

$$Q_h = \delta_1 \int_0^{\infty} \tilde{i}_1^2(t) dt, \quad (47)$$

а исходная энергия, запасенная в СПИН,

$$E_0 = \frac{1}{2} \tilde{i}_{01}^2. \quad (48)$$

В итоге отношение энергии, выделившейся в виде тепла в металлической оболочке криостата, к исходной энергии

$$\eta = \frac{k^2}{1 + \delta_2/\delta_1}. \quad (49)$$

На рис.3 представлена диаграмма изменения отношения тепловыделений в экране к запасенной энергии накопителя в зависимости от соотношения δ_2/δ_1 и коэффициента магнитной связи. Максимальная оценка соответствует режиму разряда накопителя на резистивное сопротивление

$$R_1 = P/I^2, \quad (50)$$

где P — мощность, отдаваемая накопителем в начале разряда; I — действующее значение первой гармоники тока накопителя.

В частности, при использовании для связи накопителя с сетью двухмостового тиристорного преобразователя

$$I = \frac{2\sqrt{6}I_{d0}}{\pi}, \quad (51)$$

где I_{d0} — выпрямленный ток накопителя, соответствующий исходной энергии СПИН.

Потери в СПИН при обмене энергией с энергосистемой без учета потерь в криостате оцениваются суммированием (29), (34), (38). Мощность рефрижераторного оборудования, необходимая для компенсации составляющих потерь, рассчи-

тывается в виде

$$K_{He} \left(P_{He} + \frac{Q_r + Q_k}{t_{цикл}} \right) = P_{реф}; \quad t_{цикл} = t_p + t_{зар}. \quad (52)$$

Для изложенного алгоритма разработана программа расчета на ЭВМ. Ниже приведены результаты оценки потерь в накопителе с исходной энергоемкостью $E_0 = 2,5 \cdot 10^8$ Дж, $I_{d0} = 15,2$ кА, критической плотностью тока сверхпроводника в поле 5 Тл $J_c = 2,4 \cdot 10^9$ А/м², шагом скрутки $S = 6$ мм, средней по сечению магнитной системы плотностью тока $j = 1,1 \cdot 10^7$ А/м². СПИН работает в режиме разряда с выдачей постоянной мощности $P_{const} = 150$ МВт в течение 1 с ($t_{цикл} \approx 100$ с). Результаты расчета: $Q_r = 660$ Дж/цикл, $Q_k = 1180$ Дж/цикл, $P_{He} = 40,7$ Вт, $P_{реф} \approx 30$ кВт.

При импульсной выдаче мощности накопителем потери в криостате непосредственным образом зависят от его конструкции: в диэлектрическом криостате они отсутствуют, в металлической конструкции с замкнутым азотным экраном в оболочках, формирующих гелиевый объем, может согласно [10] выделяться примерно 0,5% общих потерь в криостате. При учете этого соотношения совместно с выражением (49) мощность рефрижератора, компенсирующего потери в гелиевой зоне криостата в режиме импульсного разряда энергии СПИН, оценивается в 227,5 кВт. Проведенные оценки показывают, что для обеспечения работы сверхпроводникового накопителя энергоемкостью $2,5 \cdot 10^8$ Дж может быть выбрана криогенная установка типа КГУ 500/4,5 с мощностью потребления 260 кВт.

Список литературы

1. Якимец И.В., Астахов Ю.Н., Лабунцов В.А. и др. Сверхпроводниковые накопители для электрических систем//Электричество. 1995. №9.
2. Соколов Н.И. Влияние статических источников реактивной мощности и сверхпроводящих индуктивных накопителей на устойчивость параллельной работы генераторов в простой системе//Электричество. 1990. №10.
3. Якимец И.В., Наровлянский В.Г., Матвеин В.М. Выбор параметров индуктивного накопителя для энергетической системы//Электричество. 1992. №6.
4. Цейтлин П.Л., Калантаров Л.А. Расчет индуктивностей. Л.: Энергоатомиздат, 1986.
5. Малогабаритная радиоаппаратура. Киев: Наукова думка, 1972.
6. Брехна Г. Сверхпроводящие магнитные системы. М.:Мир, 1976.
7. Уилсон М. Сверхпроводящие магниты. М.:Мир, 1985.
8. Филимонов С.С., Хрусталев Б.А., Мазилин И.М. Расчет теплообмена в тепловой изоляции криогенных устройств//Техническая сверхпроводимость в электротехнике и энергетике/ Под ред. Сычева В.В. М.: СЭВ, 1986.
9. Лугидзе Ш.И., Наровлянский В.Г., Якимец И.В. Распределение тока в осесимметричном сверхпроводящем экране//Электричество. 1978. №8.

10. Рубинраут А.М., Бурбаева Н.В. Сверхпроводниковый индуктивный накопитель энергии для повышения динамической устойчивости энергосистемы с синхронной нагрузкой//Электричество. 1996. №10.

Якимец Игорь Владимирович — заведующий лабораторией института «Энергосетьпроект». Окончил факультет электрификации Московского института инженеров сельскохозяйственного производства в 1961 г. В 1992 г. защитил докторскую диссертацию по специальности «Электрические машины» в МЭИ.

Наровлянский Владимир Григорьевич — заведующий сектором института «Энергосетьпроект». Окончил электрофизический факультет Ленинградского электротехнического института. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Теоретическая электротехника» в энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского.

Масалев Дмитрий Юрьевич — аспирант кафедры «Релейная защита и автоматика энергосистем» МЭИ. Окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1997 г.

ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕ

Переходные процессы в длинных электрических линиях со ступенчатыми характеристиками

САНКИН Ю.Н., доктор техн. наук, ПИРОЖКОВ С.Л., инж.

Предложен частотный метод решения задач построения переходных процессов в длинных электрических линиях со ступенчато-переменными характеристиками.

Расчет переходных процессов в длинных электрических линиях со ступенчато-переменными характеристиками известными аналитическими методами весьма затруднителен.

В частности, применение преобразования Лапласа позволяет получать решение в обозримом виде в простейших случаях. Уже при наличии хотя бы двух участков с различными характеристиками, аналитическое обратное преобразование Лапласа настолько сложно, что подобный подход приводит к практически непреодолимым трудностям.

В данной работе предлагается частотный метод решения задач построения переходных процессов в длинных электрических линиях со ступенчато-переменными характеристиками. Для отдельных участков линии с постоянными характеристиками, дифференциальные уравнения которых преобразуются по Лапласу, решается краевая задача по нахождению изображений краевых токов через изображения краевых напряжений. Затем составляются уравнения, выражающие условие равенства нулю суммы токов, сходящихся в узле, по которым строим амплитудно-фазо-частотные характеристики (АФЧХ). Поскольку все особые точки соответствующих изображений лежат в левой полуплоскости, то по построенным АФЧХ строится переходный процесс в интересующей нас точке линии.

Рассмотрим дифференциальные уравнения длинной линии [1]:

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = gu + C \frac{\partial u}{\partial t}; \quad (1)$$

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = ri + L \frac{\partial i}{\partial t}, \quad (2)$$

где u и i — напряжение и ток линии; L и r — индуктивность и сопротивление пары проводов на единицу длины линии; C и g — емкость и проводимость утечки между проводами на единицу длины линии; координата x отсчитывается от некоторой точки линии, в частности, от начала координат.

Исключим из уравнений (1) и (2) токи. В результате получим:

$$LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + (Lg + rC) \frac{\partial u}{\partial t} - \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -rgu. \quad (3)$$

Преобразуем уравнение (3) по Лапласу:

$$[LCp^2 + (rC + Lg)p + rg]U - \frac{d^2 U}{dx^2} = LC(pU_0 + U_1) + (rC + Lg)U_0, \quad (4)$$

где U — вектор напряжения, преобразованный по Лапласу; U_0 — начальный вектор напряжения; U_1 — начальная скорость изменения напряжения; p — параметр преобразования Лапласа.

Вводя обозначение

$$a = -l^2[LCp^2 + (rC + Lg)p + rg], \quad (5)$$

вместо (4) получаем:

$$\frac{d^2U}{d\xi^2} + aU = -l^2[LC(pU_0 + U_1) + (rC + Lg)U_0], \quad (6)$$

где $\xi = \frac{x}{l}$ — безразмерная координата; l — длина линии.

Рассмотрим однородное уравнение (6):

$$\frac{d^2U}{d\xi^2} + aU = 0. \quad (7)$$

Решаем задачу Коши для однородного уравнения (7), полагая известными следующие начальные условия:

$$U_0; \quad I_0 = -\frac{1}{l(r + pL)} \frac{dU_0}{d\xi}, \quad (8)$$

где I_0 — начальный вектор тока.

Обозначим

$$m_k = -[LC(pU_0 + U_1) + (rC + Lg)U_0]. \quad (9)$$

Решение уравнения (7) запишется в виде:

$$U = c_1 \cos \alpha \xi + c_2 \sin \alpha \xi, \quad (10)$$

где $\alpha = \sqrt{a}$; c_1 и c_2 — постоянные интегрирования находятся из начальных условий:

Тогда

$$\begin{aligned} c_1 &= U_0; \\ c_2 &= -\frac{I_0 l(r + pL)}{\alpha}. \end{aligned} \quad (11)$$

Рассмотренному решению соответствует матрица переноса:

$$K(\xi) = \begin{vmatrix} K_{UU} & -l(r + pL)K_{UI} \\ -\frac{1}{l(r + pL)}K_{IU} & -\frac{1}{l(r + pL)}K_{II} \end{vmatrix}, \quad (12)$$

где $K_{UU} = \cos \alpha \xi$; $K_{UI} = \frac{\sin \alpha \xi}{\alpha}$; $K_{IU} = \alpha \sin \alpha \xi$; $K_{II} = K_{UU}$.

Пользуясь (12), запишем соотношения метода начальных параметров:

$$V(\xi) = K(\xi)V(0) + l \int_0^\xi K(\xi - S)V(S)dS; \quad (13)$$

$$V^T(0) = (I_0, U_0);$$

$$V^T(S) = (0, CL(pU_0 + U_1) - (rC + Lg)U_0),$$

где S — переменная интегрирования.

Рассмотрим первую строчку матричного соотношения (13), полагая $U_0 = U_n$, где U_n — напряжение в начале участка. Тогда получим соотношение для начального I_n и конечного I_k токов:

$$I_n = QU_n - RU_k + R[U_n]; \quad (14)$$

$$I_k = QU_k - RU_n + R[U_n], \quad (15)$$

$$\text{где } Q = j \frac{K_{UU}(1)}{K_{UI}(1)}; \quad R = j \frac{1}{K_{UI}(1)}; \quad j = -\frac{1}{l(r + pL)}.$$

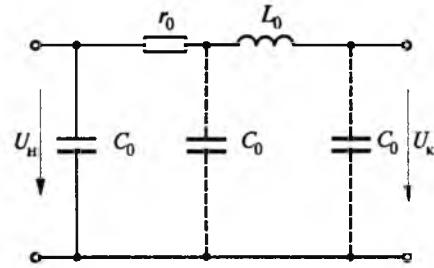


Рис.1.

Величины в квадратных скобках для начала и конца линии можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} [U_n] &= j m_k \int_0^1 K_{UI}(S) dS; \\ [U_k] &= j m_k \int_0^1 K_{UI}(1 - S) dS. \end{aligned} \quad (16)$$

Рассмотрим длинную линию без нагрузки и без утечки (рис.1). Параметры линии имеют следующие значения: $l = 100$ км, $c_0 = 10^{-6}$ Ф/км, $L_0 = 0,36 \cdot 10^{-3}$ Гн/км, $r_0 = 0,1 \cdot 10^{-4}$ Ом/км, $U_0 = 1$.

Решая уравнения (14) и (15), получаем:

$$U(p) = \frac{1}{\cos(\alpha \xi)} U_0. \quad (17)$$

АФЧХ, построенная по уравнению (17), изображена на рис.2. Эта АФЧХ характерна для передаточной функции, представляющей в виде суммы колебательных звеньев [2], число которых берется равным числу существенно проявляющих себя витков АФЧХ. По построенной АФЧХ находим постоянные времени и коэффициенты усиления передаточной функции

$$W(p) = \sum_{i=1}^n \frac{k_i}{T_{2i}^2 p^2 + T_{1i} p + 1}, \quad (18)$$

$$\text{где } \frac{T_{1i}}{T_{2i}} = 1 - \frac{\omega_{2i\max}^2}{\omega_{1i}^2}; \quad T_{2i} = \frac{1}{\omega_{1i}}; \quad k_i = A_i T_{1i} \omega_{1i}.$$

При определении частот ω_{1i} и $\omega_{2i\max}$ следует уделять особое внимание экстремумам, на которых они получаются, так как точность их определения отражается на графике переходного про-

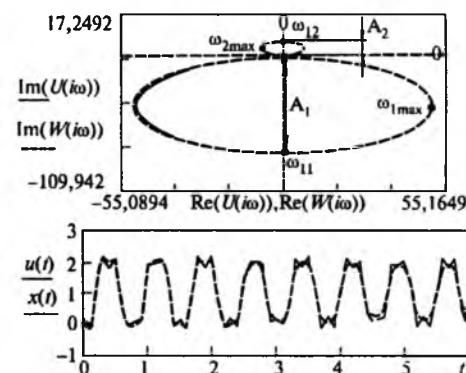


Рис.2.

цесса. При высокой точности определения ω_{1i} и ω_{max} АФЧХ, построенные по формулам (17) и (18), практически совпадают, что говорит о высокой эффективности предложенной методики.

Построим переходный процесс в рассматриваемой простейшей длинной линии. В [3] дано решение уравнения (17), которое имеет следующий вид:

$$u(t) = U_0 \left[1 - \frac{\pi e^{-at} v^2}{l^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2n+1}{\omega_n(\omega_n^2 + a^2)} \times \right. \\ \left. \times \sin \left(\left(n + \frac{1}{2} \right) \pi \right) (a \sin(\omega_n t) + \omega_n \cos(\omega_n t)) \right], \quad (19)$$

$$\text{где } a = \frac{r}{2L}; \quad v = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad \omega_n = \sqrt{\left(n + \frac{1}{2} \right)^2 \frac{\pi^2 v^2}{l^2} - a^2}.$$

Переходный процесс можно построить, взяв интеграл по вещественной части выражения (18):

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \operatorname{Re} \left[\int_0^{\infty} W(i\omega) \frac{e^{i\omega t}}{i\omega} d\omega \right]. \quad (20)$$

При численном интегрировании конкретный верхний предел в выражении (20) устанавливается численным экспериментом, исходя из рис.2. В рассматриваемом случае он равен 30.

Как видно из рис.2, переходные процессы, построенные по формулам (19) и (20), практически совпадают.

Рассмотрим длинную линию с утечкой ($g_0 = 10^{-6}$ См/км). Решая систему (14) и (15), находим напряжение в конце линии

$$U(p) = \frac{-U_0 R_h R}{1 - RQ}, \quad (21)$$

где R_h — сопротивление нагрузки.

АФЧХ для этого случая показана на рис.3.

Первый виток АФЧХ представляет собой апериодическое звено, передаточная функция которого имеет вид:

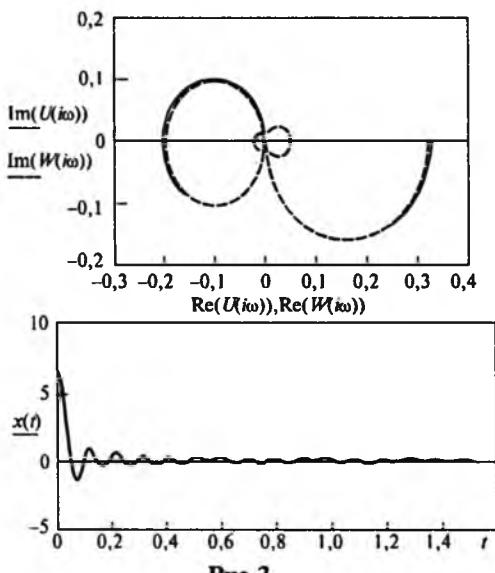


Рис.3. Волгоградская областная универсальная научная библиотека

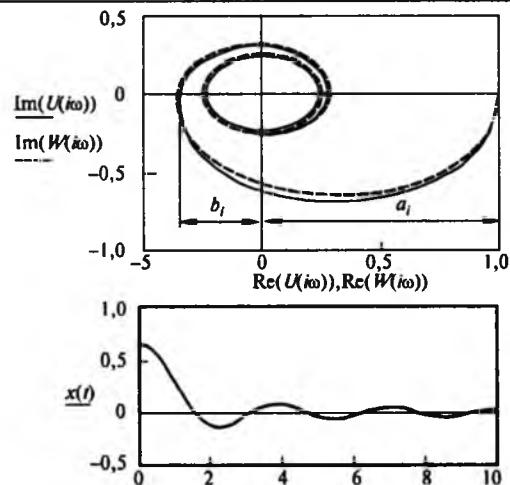


Рис.4.

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1},$$

$$\text{где } T_i = \frac{1}{\omega_i}.$$

Остальные витки характерны для производений колебательных звеньев на параметр p . Поэтому передаточная функция для АФЧХ, показанной на рис.3, запишется следующим образом [4]:

$$W(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1} + \sum_{i=2}^4 \frac{k_i p}{T_{2i}^2 p^2 + T_{1i} p + 1}. \quad (22)$$

АФЧХ и переходные процессы, построенные по формулам (21) и (22), практически совпадают.

Рассмотрим длинную линию, представленную на рис.1, но с другими параметрами: $l = 100$ км, $c_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ Ф/км, $L_0 = 0,36$ Гн/км, $r_0 = 0,1$ Ом/км, $U_0 = 1$.

Преобразованное напряжение в конце этой линии дается формулой (17). АФЧХ и переходный процесс для этого случая представлены на рис.4. Передаточная функция в этом случае будет иметь следующий вид:

$$W(p) = \prod_{i=1}^n \frac{T_{1i} p + 1}{T_{2i} p + 1}, \quad (23)$$

$$\text{где } T_{1i} = \frac{b_i T_{2i}}{a_i}; \quad T_{2i} = \frac{1}{\omega_i}.$$

Для системы, имеющей несколько разнородных участков, уравнения Кирхгофа запишутся следующим образом:

$$-R_{k-1,k} U_{k-1} + (Q_{k-1,k} + Q_{k,k+1}) U_k - R_{k,k+1} U_{k+1} = \\ = -R_{k-1,k} [U_{k-1}] - R_{k,k+1} [U_{k-1}], \quad k = \overline{1, n}, \quad (24)$$

где n — число узлов системы.

Рассмотрим длинную линию, состоящую из 5 узлов (рис.5). Расстояния между узлами имеют следующие значения: $l_{12} = 15$ км, $l_{23} = 60$ км, $l_{35} = 25$ км, $l_{24} = 20$ км, $l_{43} = 40$ км. Погонные сопротивления те же, что и для рис.1. Система

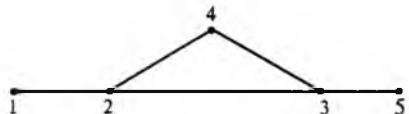


Рис.5.

уравнений, полученных по формуле (24) для каждого узла, имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 & Q_{12}U_1 - R_{12}U_2 = 0; \\
 & -R_{12}U_1 + (Q_{12} + Q_{23} + Q_{24})U_2 - R_{23}U_3 - R_{24}U_4 = 0; \\
 & -R_{23}U_2 + (Q_{23} + Q_{43} + Q_{35})U_3 - R_{43}U_4 - R_{35}U_5 = 0; \\
 & -R_{24}U_2 - R_{43}U_3 + (Q_{24} + Q_{43})U_4 = 0; \\
 & -R_{35}U_3 + Q_{35}U_5 = 0.
 \end{aligned} \quad (25)$$

Решая систему уравнений (25), находим напряжение в конце линии (узел 5). АФЧХ и переходный процесс, построенные по формуле, полученной из системы (25), и по формуле (18), практически совпадают при $Q_{23} = 0$ и $R_{23} = 0$ (см. рис.2).

Таким образом, разработанная методика построения математических моделей сложных электрических цепей как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами позволяет строить переходные процессы в любой точке линии

при любых узловых нагрузках и любом характере зависимости входного напряжения от времени.

Список литературы

- Нейман М.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1967.
- Санкин Ю.Н., Пирожков С.Л. Спектральный метод анализа сложных электрических цепей//Электрические системы и комплексы/Под ред. Карандаева А.С.. Магнитогорск: МГТУ, 1998. Вып. 4. С. 163—168.
- Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного. М.: Наука, 1965.
- Пат. 2093808 РФ. Способ определения относительных коэффициентов демпфирования механических и электромеханических систем/Ю.Н.Санкин, Н.Ю.Санкин, 1997.

Санкин Юрий Николаевич — профессор кафедры «Теоретическая и прикладная механика» Ульяновского Государственного технического университета (УлГТУ). Окончил физико-механический факультет Ленинградского политехнического института в 1961 г. В 1986 г. защитил докторскую диссертацию «Динамические характеристики несущих систем и устойчивость металлорежущих станков».

Пирожков Станислав Леонидович — аспирант кафедры «Теоретическая и прикладная механика» УлГТУ. Окончил энергетический факультет УлГТУ в 1997 г.

СВЕРХПРОВОДЯЩИЙ ПОДВЕС

Использование сверхпроводящего подвеса в транспортных системах¹

КИМ К.К., доктор техн. наук, проф.

ГУПС

Известно, что узел электродинамического подвеса высокоскоростной транспортной системы состоит из сверхпроводящих соленоидов возбуждения (ЭСС), расположенных на экипаже, и электропроводящей путевой структуры (ПС), размещенной на путевом полотне. Сила подвеса обусловлена взаимодействием магнитных полей ЭСС с токами, индуцированными в ПС. Появление силы подвеса связано с движением ЭСС относительно ПС. Во время остановок предполагается использование механического подвеса (колеса, опоры и т.п.).

В данной работе рассматривается случай использования подвеса экипажа, основанного на взаимодействии ЭСС с магнитными полями сверхпроводящих соленоидов (ПСС), уложенных на путевом полотке. Основным положительным качеством данной системы является то, что она

обладает свойством сохранять постоянным зазор между ЭСС и ПСС при изменениях массы экипажа. Этот эффект основан на свойстве сверхпроводящих контуров сохранять магнитный поток, сцепленный с ними [1,2].

Принципиально осуществить подвес индуктивно-связанных сверхпроводящих соленоидов (СС) (например, двух) возможно в двух случаях: 1) значение тока в одном из СС остается постоянным и поддерживается сторонним источником тока, выходные зажимы другого СС замкнуты сверхпроводящим ключом (СПК) и СС работает в режиме «замороженного» магнитного потока (ЗМП); 2) оба СС работают в режиме ЗМП.

Сила взаимодействия двух токовых контуров

$$F_z = i_1 i_2 \frac{\partial M}{\partial z}, \quad (1)$$

где i_1, i_2 — мгновенные значения токов в первом и втором СС; M — взаимоиндуктивность; z —

¹ Печатается в порядке обсуждения.

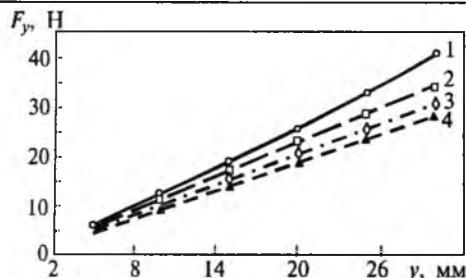


Рис.2. Зависимость боковой силы от бокового смещения:
1 — $h_0 = 0,16$ м; 2 — $h_0 = 0,20$ м; 3 — $h_0 = 0,24$ м;
4 — $h_0 = 0,28$ м

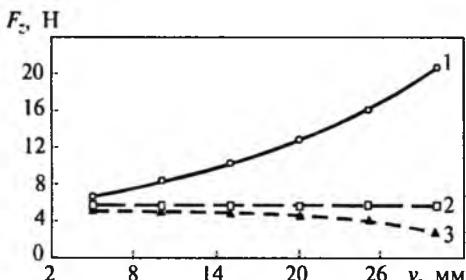


Рис.3. Зависимость вертикальной силы от бокового смещения:

1 — $h_0 = 0,16$ м; 2 — $h_0 = 0,20$ м; 3 — $h_0 = 0,24$ м

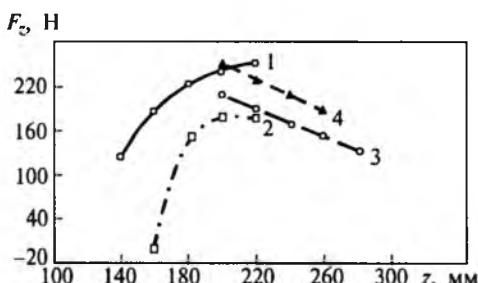


Рис.4. Зависимость вертикальной силы от высоты подвеса:

1 — $h_0 = 0,16$ м; 2 — $h_0 = 0,20$ м; 3 — $h_0 = 0,24$ м;
4 — $h_0 = 0,28$ м

Обмотка ПСС — некомпаундированная, намотана на прямоугольный каркас. Размеры по среднему витку 260×170 мм², количество витков $w_1 = 620$, сечение обмотки (высота×ширина) 22×60 мм², выполнена проводом НТ-50 диаметром 1 мм. Критический ток обмотки 390 А.

ЭСС по всем параметрам совпадает с ПСС, но имеет размеры по среднему витку 520×135 мм² и число витков $w^2 = 630$. Вес ЭСС — 139 Н.

Первый случай реализовался следующим образом. Сначала с помощью механических опор устанавливался необходимый зазор между первым (по движению) ПСС и ЭСС. Затем все ПСС и ЭСС запитывались токами (согласно направленными), обеспечивающими силу взаимодействия, равную весу ЭСС. Потом ЭСС с помощью СПК переводился в режим ЗМП. Механические опоры убирались. С помощью механических связей на ЭСС передавались усилия F_z , F_y и F_x .

Для получения второго случая после заведения токов в сверхпроводящие соленоиды все они переводились в режим ЗМП.

Соленоид	Режим работы	Размеры по среднему витку (длинах ширине), мм	Размеры поперечного сечения обмотки, мм	Число витков
Путевой	ЗМП	300×150	46×72	290
Экипажный	ЗМП	235×117	58×20	622

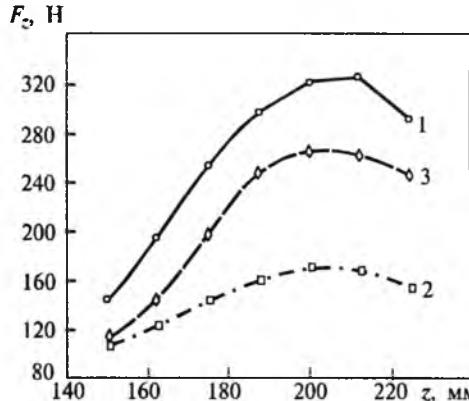


Рис.5. Экспериментальные зависимости вертикальной силы от вертикального смещения:

1 — $I_1 = 350$ А = const, $I_{20} = 12$ А (ЗМП), $h_0 = 170$ мм;
2 — $I_1 = 300$ А = const, $I_{20} = 10$ А (ЗМП), $h_0 = 170$ мм; 3 — $I_{10} = 340$ А (ЗМП), $I_{20} = 12$ А (ЗМП), $h_0 = 170$ мм

Были получены зависимости вертикальной силы F_z , действующей на ЭСС, от зазора между ПСС и ЭСС при различных режимах работы сверхпроводящих соленоидов (рис.5). Значение F_z на рис.5 — сумма веса ЭСС (139 Н) и показания динамометра. Начальная высота подвеса (h_0) равна расстоянию между средними плоскостями ПСС и ЭСС. Кривые 1 и 2 относятся к первому случаю; кривая 3 — ко второму случаю.

Из сравнения кривых 1 и 2 видно, что вертикальная жесткость подвеса $\partial F_z / \partial z$ существенно зависит от значений начальных токов в соленоидах: жесткость пропорциональна этим токам.

Пульсация вертикальной силы, обусловленная дискретностью путевой сверхпроводящей системы, не превысила 8% веса ЭСС.

Выводы

Проведенные исследования подтвердили эффект самостабилизации положения экипажного соленоида (при работе в режиме замороженного магнитного потока) в вертикальном и боковом направлениях. Выявлено, что осуществимость, устойчивость и жесткость сверхпроводящего подвеса зависят от начальных условий: значений начальных токов в соленоидах и начальной высоты подвеса.

Список литературы

1. Торнтон Р.Д. Принципы проектирования системы магнитного подвешивания//Наземный транспорт 80-х годов. 1974. С.94-109.
2. Козорез В.В. Динамические системы магнитно-взаимодействующих свободных тел. Киев: Наукова думка, 1981. С.139.
3. Васильев С.В., Ким К.К., Куракин А.В. и др. Стенд для исследования сверхпроводящего подвеса. Л.: ЛенЦНТИ, 1988. № 855—88.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Высокомоментные вентильные электродвигатели серии 5ДВМ¹

ЖУКОВ В.П., НЕСТЕРИН В.А.

Представлены результаты разработки отрезка серии бесконтактных вентильных электродвигателей типа 5ДВМ, промышленный выпуск которых начался в 1998 г. в ОАО «Чебоксарский электроаппаратный завод». Приведены описание конструкции электродвигателей, их технические параметры и сравнительный анализ с зарубежными аналогами.

Вентильные электродвигатели (ВД) с возбуждением от высокоэнергетических постоянных магнитов Nd-Fe-B в настоящее время остаются наиболее перспективными из всех типов электродвигателей, применяемых в современных регулируемых электроприводах малой и средней мощности. Это объясняется целым рядом особенностей:

— бесконтактностью и отсутствием узлов, требующих обслуживания;

— большой перегрузочной способностью по моменту (кратковременно кратность максимального момента равна 5 и более);

— высоким быстродействием;

— наивысшими энергетическими показателями (КПД и $\cos \phi$);

— практически неограниченным диапазоном регулирования частоты вращения (1:10000 и более);

— более простой схемой преобразователя по сравнению с асинхронным частотно-регулируемым электроприводом;

— минимальными массогабаритными показателями при прочих равных условиях;

— значительным сроком службы (наработка на отказ составляет 10000 ч и более), надежностью.

За последние десять лет эти электродвигатели заняли прочное положение в производствах ведущих зарубежных электромашиностроительных фирм («Сименс», «Бош», «Индрамат», «Дженерал Электрик», «Ансальдо», «Фанук» и др.). В большинстве каталогов этих фирм вентильные электродвигатели с редкоземельными постоянными магнитами представлены на первом месте [3]. Затянувшийся промышленный кризис в России и странах СНГ привел к значительному отставанию отечественного электромашиностроения в данной области, хотя в 80-х годах были достигнуты определенные успехи в разработке таких электродвигателей и их промышленном освоении [1]. Жесткие условия рыночной экономики и стремление производить конкурентоспособную продукцию, обеспечивающую относительно более стабильное положение на рынке, заставляют

отдельные предприятия изыскивать средства для освоения подобной продукции.

Для оценки технического уровня и сравнительного анализа современных регулируемых электродвигателей удобно пользоваться понятием электромеханической эффективности ($\text{Н}\cdot\text{м}/\text{кг}$), представляющей отношение номинального момента к массе двигателя:

$$q = M_{\text{н}}/G. \quad (1)$$

Если воспользоваться классическими представлениями электромагнитного момента через касательную удельную силу, приложенную к единице поверхности ротора [2], то можно записать следующие простые соотношения:

$$M = F_{\text{k}}\pi DLD/2 = (\pi/2)D^2LF_{\text{k}}, \quad (2)$$

где $F_{\text{k}} = kAB_{\delta}$ — удельная касательная сила, $\text{Н}/\text{м}^2$; D — диаметр расточки и длина пакета статора (ротора); A , B_{δ} — линейная нагрузка и максимальная индукция в воздушном зазоре; k — безразмерный коэффициент, зависящий от характера распределения индукции и конструктивных особенностей машины.

Массу двигателя приближенно также можно оценить через ее основные размеры:

$$G = \gamma D^2L, \quad (3)$$

где γ — коэффициент пропорциональности, зависящий от типа материалов, конструктивного исполнения машины, ее габаритов.

Подставив (2) и (3) в (1), получим следующее выражение для электромеханической эффективности электрической машины:

$$q = (k/\gamma)AB_{\delta} = F_{\text{k}}/\gamma. \quad (4)$$

Из формулы (4) следует, что электромеханическая эффективность машины растет с ростом ее мощности и габаритов, так как для более крупных машин допустимы более высокие удельные нагрузки ($A, B_{\delta}, F_{\text{k}}$). Кроме того, при одинаковых габаритах и конструктивном исполнении различных электрических машин электромеханическая эффективность будет больше у той машины, которая допускает более высокую линейную нагрузку и более высокую магнитную индукцию, непосредственно связанные со значением электри-

¹ Посвящается светлой памяти основоположнику отечественного станочного вентильного электропривода профессора А.Д.Поздеева.

Параметры	5ДВМ115				5ДВМ85				5ДВМ55
	<i>A</i>	<i>S</i>	<i>M</i>	<i>L</i>	<i>A</i>	<i>S</i>	<i>M</i>	<i>L</i>	
Длительный момент в стопорном режиме, Н·м	2,3	5	4,7	7	0,23	0,47	0,7	1,3	0,1
Максимальная частота вращения, мин ⁻¹	2000;	3000;	4000;		4000;	6000			
Длина двигателя*, мм	<u>262</u> 362	<u>282</u> 382	<u>302</u> 402	<u>342</u> 442	<u>168</u> 270	<u>178</u> 280	<u>198</u> 300	<u>21</u> 320	60
Масса**, кг	<u>6,5</u> 7,2	<u>7,6</u> 8,3	<u>8,8</u> 9,5	<u>10,8</u> 11,5	<u>2,4</u> 2,95	<u>2,8</u> 3,35	<u>3,2</u> 3,75	<u>4</u> 4,55	0,32
Момент инерции ротора*, кг·см ²	<u>3,7</u> 3,89	<u>4,7</u> 4,89	<u>5,6</u> 5,79	<u>7,5</u> 7,69	<u>0,56</u> 0,59	<u>0,76</u> 0,79	<u>1,1</u> 1,13	<u>1,5</u> 1,53	0,31

* — значения в числителе для исполнения без датчика угловых перемещений

** — значения в числителе для исполнения без тормоза и без датчика перемещений

ческих и магнитных потерь в машине. Известно, что основные электрические и магнитные потери в роторе вентильного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов отсутствуют. В то же время, современные редкоземельные постоянные магниты на основе соединения «железо-неодим-бор» способны обеспечить максимальную индукцию в воздушном зазоре даже без концентрации потока на уровне асинхронных машин, т.е. порядка 0,6—0,8 Тл. Таким образом, при условии сохранения суммарных потерь в машине на одном уровне в ВД может быть повышена линейная нагрузка, что в соответствии с формулой (4) и объясняет более высокую электромеханическую эффективность ВД по сравнению с другими типами бесконтактных электродвигателей переменного тока. Этому способствует также и то обстоятельство, что ВД работает, как правило, с коэффициентом мощности, близким к единице благодаря соответствующей настройке датчика положения ротора.

Известная серия ВД [1], разработанная в 80-х годах и освоенная в опытном производстве, была выполнена в двух габаритах по диаметру присоединительных размеров фланцев: 115 и 85 мм. При этом двигатели большего габарита представляли собой бескорпусные машины, продольная жесткость которых обеспечивалась сварными швами по внешней поверхности и стяжными шпильками в углах листов статора. Как показал опыт эксплуатации этих ВД, жесткость такой конструкции оказалась недостаточной, особенно для двигателей с длиной пакета 140 мм и номинальным моментом 7 мм. Двигатели меньшего габарита были лишены этого недостатка, так как имели литой алюминиевый корпус. Те и другие двигатели оснащались магнитоэлектрическими тормозами, располагавшимися в переднем щите электродвигателя, что приводило к некоторому увеличению осевой длины машины и ее массы.

При проектировании ВД серии 5ДВМ были учтены отмеченные недостатки конструкции двигателей 2ДВМ. Все габариты двигателей этой серии имеют корпусное исполнение, что позволило значительно повысить их продольную жесткость. Кроме того, для этих двигателей были применены новые малогабаритные тормоза², расположенные на валу в пространстве под лобовыми частями обмоток статора. Принятые новые конструктивные решения позволили сократить габаритную длину двигателей в основных исполнениях до 5% и снизить их массу до 20%, а также получить экономию электротехнической стали и унифицировать передние щиты для всех типоисполнений двигателей. В двигателях серии 5ДВМ применены более термостабильные отечественные постоянные магниты из материала железо-неодим-бор со специальными легирующими добавками, способствующими повышению коэрцитивной силы и сохранению работоспособности магнитов при нагреве до 170°C и пятикратном от номинального кратковременном значении момента и тока якоря.

Последнее обстоятельство также способствовало снижению расхода дорогостоящих магнитных материалов (уменьшение толщины магнитов в 1,5 раза) и улучшению массогабаритных показателей 5ДВМ.

В таблице приведены основные технические характеристики вентильных электродвигателей 5ДВМ.

Все типоисполнения двигателей 5ДВМ имеют класс изоляции F, снабжены датчиками температурной защиты (терморезисторы в лобовых частях обмотки), имеют встроенные бесконтактные тахогенераторы и фотоэлектрические датчи-

² В двигателях 5ДВМ115 и 5ДВМ85 используются магнитоэлектрические тормоза Т7 и Т1,5, разработанные НПП ВНИИЭМ под руководством В.В.Лопатина.

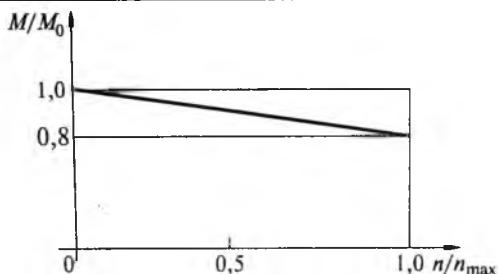


Рис.1. Предельная механическая характеристика двигателей 5ДВМ

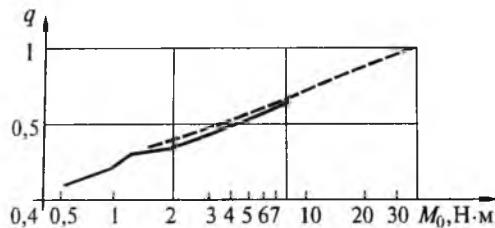


Рис.2. Зависимости электромеханической эффективности от момента:

— — — — — двигатели 1FT6 производства фирмы «Siemens»; — — — — — двигатели 5ДВМ производства ОАО «ЧЭАЗ»

ки положения ротора за исключением двигателя 5ДВМ55, в котором отсутствует исполнение с тормозом, нет тахогенератора, а датчик положения ротора выполнен на магниточувствительных микросхемах, расположенных в заднем щите электродвигателя. Показатель надежности — средняя наработка на отказ — 10000 ч. Средний уровень шума в режиме холостого хода не превышает 82 дБ для двигателей 5ДВМ115 и 72 дБ — для меньших габаритов.

На рис.1 приведена предельная механическая характеристика двигателей 5ДВМ в относительных единицах, соответствующая длительным режимам работы при перегреве обмотки 100°C.

Степень защиты двигателей 5ДВМ115 и 5ДВМ85 соответствуют классу IP54 по ГОСТ17494. Двигатели допускают эксплуатацию при любом положении оси вращения в пространстве.

На рис.2 в соответствии с формулами (1), (4) представлены зависимости удельных массогабаритных показателей двигателей 5ДВМ в сравнении с лучшими зарубежными образцами (двигатели фирмы «Siemens»). Для удобства по горизонтальной оси отложены значения момента M_0 в логарифмическом масштабе.

Из сравнения кривых на рис.2 следует, что разработанные и освоенные в серийном произ-

водстве отечественные высокомоментные вентильные электродвигатели 5ДВМ практически не уступают зарубежным двигателям 1FT6 производства фирмы «Siemens».

Выходы

1. Дан анализ и показаны преимущества основных технических характеристик бесконтактных вентильных электродвигателей в сравнении с другими типами электродвигателей с использованием понятия электромеханической эффективности.

2. Приведены технические параметры отрезка серии новых вентильных электродвигателей отечественного производства, освоенных в ОАО «ЧЭАЗ». Показано, что эти электродвигатели практически не уступают лучшим зарубежным аналогам и могут конкурировать с последними как на российском, так и на мировом рынке.

Список литературы

1. Коротков Г.С., Емешев А.М., Кириллов С.В. и др. Разработка отрезка серии вентильных электродвигателей с редкоземельными магнитами//Электротехника. 1989. № 11. С. 65–67.
2. Петров Г.Н. Электрические машины Ч. I. М.: ГЭИ, 1958.
3. Siemens. ROTEC Niederspannungsmotoren fur drehzahlveranderbare Antriebe. Katalog DA65.3/1998.



Жуков Виктор Петрович — директор по развитию ОАО «ЧЭАЗ». Окончил Ленинградский политехнический институт им. М.И.Калинина в 1965 г. по специальности «автоматика и телемеханика» (инженер-электрик).



Нестерин Валерий Алексеевич — профессор кафедры электромеханики Чувашского государственного университета им. И.Н.Ульянова. Окончил Московский энергетический институт в 1964 г. по специальности «Электрические машины». В 1967 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Переходные процессы в индукторных электрических машинах». В 1995 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Электрооборудование для намагничивания и контроля высокогенеретических постоянных магнитов и изделий на их основе».

Исследование магнитных полей рассеяния в электрических машинах для их диагностики в условиях работы

ГАДЖИЕВ Г.А., ХАЛИЛОВ Д.Д., кандидаты техн. наук (Аз НИИЭ и ЭП), АБДУЛЛАЕВ Н.Д., ГАШИМОВ М.А., доктора техн. наук, профессора (Азербайджанская ГНА)

Путем проведения натурных экспериментальных диагностических исследований определено влияние электрических КЗ в обмотке статора на значения и характеристики пространственных составляющих магнитного поля рассеяния в асинхронных машинах. В качестве параметров диагностического контроля технического состояния электрической машины в условиях работы предложены некоторые параметры изменения поля рассеяния лобовых частей.

На эксплуатационную надежность работы электрических машин, выполняющих особо важную роль в ответственных технологических процессах, влияет целый ряд дополнительных факторов, обусловленных финансовыми трудностями их обновления и эксплуатацией сильно изношенных агрегатов. Это обстоятельство требует решения комплекса сложных теоретических и практических задач, в том числе таких, как разработка и внедрение новых методов технической эксплуатации и обслуживания, главными из которых являются эффективные способы диагностического контроля технического состояния агрегатов в процессе их работы.

Наличие эффективных методов диагностического контроля позволит путем целенаправленных действий по выявлению и анализу специальных информативных параметров, изменение которых может быть связано с возникновением определенных неисправностей, оценить техническое состояние и заблаговременно обнаружить неисправности в условиях работы машины.

Результаты диагностического контроля служат основанием для принятия решений о дальнейшем использовании машины, определения характера ее предстоящего ремонта или технического обслуживания. На их основе разрабатываются диагностические тесты и процедуры, а также строятся автоматизированные системы контроля текущего технического состояния в условиях работы.

Существующие немногочисленные методы диагностического контроля технического состояния электрических машин оказываются малоэффективными для применения на работающей машине и не могут своевременно предупреждать о возникновении неисправностей.

Успешное решение этой задачи прежде всего требует проведения натурных диагностических исследований отдельных неисправностей, создания их искусственно в условиях работы машины. В таком случае комплекс влияющих факторов (магнитная и электрическая несимметрии, насыщение, нелинейности, нагрузки и др.) как бы закладывается условиями реального рабочего режи-

ма машины. При этом изменение параметров и характеристики процессов функционирования обусловливается задаваемой степенью тяжести искусственно созданной неисправности.

Необходимо определение специальных информативных параметров или признаков (диагностических параметров), характеризующих изменения свойств динамических проявлений процессов функционирования при возникновении соответствующих неисправностей в машине.

Эффективность диагностирования неисправностей технического состояния машины в процессе ее работы требует, чтобы параметры контроля были не только информативными, но и легко доступными для измерения. Таковыми могут быть гармонические и спектральные составляющие электромагнитных, вибрационных и акустических процессов функционирования [1].

В условиях работы наиболее доступными для измерения и контроля являются магнитные поля рассеяния в машине, в частности, поля рассеяния в лобовых частях.

Настоящая статья посвящена диагностическому исследованию поля рассеяния при межвитковом и межфазовом замыканиях в обмотке статора. Как показывает практика эксплуатации, эти повреждения являются наиболее часто встречающимися и трудноподдающимися контролю неисправностями электрических машин.

Изменение поля рассеяния в лобовых частях в зависимости от электрической несимметрии обмотки статора, обусловленной указанными неисправностями в фазных обмотках, здесь исследуется на предмет получения диагностирующей информации. Оно основывается на анализе известных из теории положений и явлений, если допустить, что в данном случае нет необходимости глубоко раскрывать их аналитически.

Магнитное поле рассеяния, создаваемое обмоткой переменного тока в электрических машинах, подразделяется на три пространственные составляющие: поле высших гармонических составляющих в воздушном зазоре (дифференциальное рассеяние), поле пазов и поле лобовых

частей. Понятно, что основные полезные физические процессы и основные процессы взаимоиндукции между обмотками в машине осуществляются с помощью основной гармонической составляющей поля в воздушном зазоре.

Возникновение магнитных потоков рассеяния обусловлено конструктивными особенностями магнитопроводов и обмоток статора и ротора, насыщением стали, неравномерным распределением магнитного потока в воздушном зазоре, и физическая природа их подробно освещена в теории электрических машин переменного тока [2, 3].

Пространственная структура магнитного поля лобовых частей включает в себя немагнитное пространство вокруг лобовых частей, где линии данного поля замыкаются, не охватывая магнитопроводы статора и ротора. Точно определение поля лобовых частей очень затруднительно, главным образом из-за сложной формы лобовых частей катушек и объемного характера поля.

Следует отметить, что для задач диагностики важным является определение степени нарушения пространственной структуры распределения поля в обмотке, т.е. требуется определение изменения текущих значений поля в лобовой части катушек относительно друг друга в условиях функционирования машины. Либо известно, что независимо от разнообразных конструкций трехфазной обмотки при электрической симметрии катушечных групп в фазах между ними существует и магнитная симметрия. Только в случае нахождения катушечных групп в одинаковых магнитных условиях результирующая ЭДС наибольшая и отсутствуют уравнительные токи внутри обмотки.

Фазу обмотки при произвольном числе катушек в катушечной группе можно представить состоящей из заданного числа q периодических систем катушек. Если принять, что расстояние между сторонами этих катушек равно полюсному шагу τ и в рассматриваемый момент времени две стороны заданной катушки находятся в точках, где индукции максимальны (т.е. стороны находятся в фазах, совпадающих с центром полюсов), тогда ЭДС катушки, кривая которой является копией кривой поля,

$$E_m = 2B_m w l v \cdot 10^{-8}, \quad (1)$$

где E_m — максимальное значение ЭДС, B ; B_m — максимальное значение магнитной индукции под серединой полюса, Гс; l — активная длина стороны катушки (проводника), см; v — скорость ротора, см/с; w — число активных проводников.

ЭДС катушечной группы, очевидно, будет равна сумме ЭДС отдельных катушек.

В трехфазной обмотке конструкции в каждой фазе намотано одинаковое число катушек с равным числом витков, образовано одинаковое количество катушечных групп и соединены они между собой одинаково, чем обеспечиваются

электрическая и магнитная симметрии между ними.

В лобовой части обмотки группа проводов, выходящих из пазов, составляет один общий пучок проводов, охватываемых общим потоком рассеяния. Для потока трубы магнитной индукции, сцепленной с числом витков w_x в лобовой части одной стороны катушек, можно записать:

$$\Phi_x = F_x \Lambda, \quad (2)$$

где

$$F_x = w_x i, \quad (3)$$

— МДС данной катушки, обтекаемой током $i = \sqrt{2} I$; Λ — проводимость рассеяния лобовых частей группы катушек обмотки, складывается из проводимости самоиндукции и проводимости взаимоиндукции других групп катушек.

Так как данное поле рассеяния замыкается главным образом через воздух, то

$$\Lambda = \mu_0 I \lambda_l, \quad (4)$$

где μ_0 — принимается равной магнитной проницаемости воздуха; I — длина лобовой части обмотки (с одной стороны); λ_l — коэффициент проводимости лобового рассеяния.

С помощью данного коэффициента в теории и практических расчетах характеризуется индуктивное сопротивление лобового рассеяния фазной обмотки

$$X_l = \frac{4\pi f w^2}{p} \mu_0 I \lambda_l. \quad (5)$$

Как известно, выражение (5) является общим для индуктивного сопротивления всех пространственных составляющих рассеяния, при определении которых вместо λ_l необходимо поставить коэффициенты проводимости рассеяния соответствующих составляющих.

Понятно, что значение ЭДС катушки (1) практически не зависит от поля рассеяния и формы выполнения лобовых частей катушек, так как они индуктируются только в активной части катушки. Лобовые же части нужны для соединения активных частей, охватываемых только основным магнитным полем.

Отметим, что МДС фазы также могут быть найдены как сумма МДС периодических систем катушек. Как известно, результирующая МДС представляет собой сумму неподвижных в пространстве и пульсирующих во времени всех гармонических составляющих в фазной обмотке:

$$F_\phi = \sum_{v=1,3,5,\dots} F_{\phi v} \sin \omega t \cos v\alpha, \quad (6)$$

где $F_{\phi v}$ — амплитуда НС пространственной гармоники v фазы

$$F_{\phi v} = 0,9 \frac{w K_{obv}}{vp} I. \quad (7)$$

Все это показывает, что МДС фазы и амплитуды гармонических составляющих могут быть выражены через амплитудный ток катушечной стороны: $\sqrt{2} I_{w_x}$:

$$F_\Phi = q\sqrt{2} I_{w_x}.$$

Результирующая МДС машины для каждой гармонической составляющей в отдельности может быть найдена сложением данной гармонической всех трех фаз.

Известно, что в трехфазных симметричных обмотках образуются гармоники порядка

$$v = 6k \pm 1, \quad (8)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

При этом в условиях симметричности обмоток статора и ротора и нагрузки в любой момент времени пульсирующие НС, созданные токами всех гармонических порядка $v = 3k$ ($3, 9, 15, \dots$) в трех фазных обмотках, сдвинутых относительно друг друга на 120° , совпадают по фазе и их сумма дает нуль.

Результирующая МДС остальных высших гармонических порядка v определяется выражением:

$$F_v = F_{\Phi v} \sin(\omega t \pm v\alpha). \quad (9)$$

Все гармонические, порядок которых может быть выражен числом $v = 6k+1$, т.е. $v = 7, 13, 19, \dots$, имеют прямовращающиеся с ротором (и полем первой гармоники) поля. Гармонические же порядка $v = 6k-1$, т.е. $v = 5, 11, 17, \dots$ имеют обратновращающиеся с ротором поля. Поля высших гармонических составляющих в воздушном зазоре при названных неисправностях частично исследованы (на предмет получения диагностирующей информации) ранее [4,5].

В общем, в трехфазных электрических машинах в условиях электрической симметрии катушечных сторон и симметрии нагрузочных токов в фазных обмотках пространственные составляющие магнитного рассеяния фаз, в том числе рассеяние лобовых частей, практически симметричны.

Нормально, исправно функционирующая электрическая машина имеет в воздушном зазоре, в сердечнике, вокруг него и в лобовой части установившуюся симметричную форму распределения магнитного поля, в том числе поля рассеяния. Другими словами, каждая электрическая машина с любой структурой трехфазной обмотки статора в процессе функционирования имеет определенную магнитную ауру (наподобие биологической ауры).

Понятно, что справедливо при исправно работающей машине и отсутствии неисправностей в ее конструктивных узлах.

Однако при возникновении межвиткового или межфазового короткого замыкания в статоре нарушается электрическая симметрия фазных об-

моток и их катушечных групп. Как следствие этого, нарушается магнитная симметрия в фазных обмотках, искажается симметричное распределение индукции.

Очевидно, в таких случаях пространственные составляющие поля рассеяния фаз не будут симметричными. Поле рассеяния лобовых частей катушек, находящихся внутри короткозамкнутого контура поврежденной фазной обмотки, будет отличаться от поля в катушках данной фазы, находящихся вне зоны указанного контура. Это главным образом обусловлено изменением соотношения числа витков и токов, протекающих в периодических катушках (3).

Этому может способствовать и то, что лобовые части поврежденной катушки оказываются в зоне лобовых частей неповрежденных катушек, хотя взаимоиндукция между ними слабая. Действительно, в электрических машинах для всех трехфазных обмоток расположение фазных зон и зон лобовых частей фазных обмоток имеет чередование в порядке строгой последовательности. Для наглядности на рис.1 показано расположение фазных зон четырехполюсной машины [6]. В каждой фазе соединяются все катушечные группы, отстоящие друг от друга на двойной полюсный шаг. На каждую пару полюсов приходится по одной катушечной группе. Исходя из этого, для размещения стороны катушечных групп каждое двойное полюсное деление (2τ) разбивают на шесть равных участков через 60° . Следует отметить, что данное обстоятельство конструктивного выполнения трехфазной обмотки дает возможность оценить техническое состояние (симметрию поля) в условиях работы путем контроля нарушения симметрии поля рассеяния в одной из указанных зон лобовой части машины. Возможно данную диагностическую задачу можно решить также путем наружного измерения и анализа этого поля без каких-либо контактов с самой обмоткой и вмешательства в нормальный

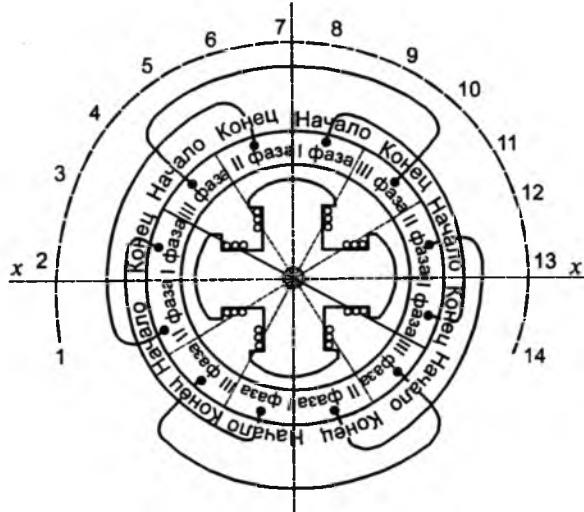


Рис.1. Расположение фазных зон четырехполюсной машины

технологический режим работы машины.

Все это показывает, что значения и характеристики пространственных составляющих поля рассеяния являются хорошими информативными параметрами диагностического контроля технического состояния электрических машин в условиях работы.

Сравнительно слабое магнитное поле рассеяния лобовых частей машины может контролироваться измерением его различными методами, в том числе с помощью измерения индуктированной им в измерительной катушке ЭДС, кривая которой, как было отмечено, повторяет кривую данного поля.

Из-за нарушения симметрии фазных токов при исследованных неисправностях искажается равномерность распределения магнитной индукции, и, как следствие этого, в фазных величинах появляются дополнительные высшие гармонические составляющие. Очевидно, магнитные поля, обусловленные токами высших гармонических составляющих в фазных обмотках, в том числе в лобовых частях их катушек, могут быть охарактеризованы с помощью ЭДС этих полей.

Следует оговориться, что в случае наружного измерения поля рассеяния в лобовых частях машины необходимо иметь в виду возможность определенного нарушения магнитной симметрии из-за появления в путях силовых линий данного потока крепительных лап, торцевых крышек, подшипниковых щитов и др., изменяющих магнитное сопротивление. Поэтому в данном случае имеется в виду контроль картины фактического распределения указанного поля в каждой конкретной машине.

Для подтверждения изложенного, а также получения некоторых дополнительных данных для задач диагностики по специальной методике проведено натурно-экспериментальное диагностическое исследование названных неисправностей в ряде машин. Сущность методики заключается в том, что, задавая межвитковое и межфазовое замыкания искусственно, контроль за работающей машиной осуществляют путем измерения и спектрального анализа магнитного поля рассеяния в лобовых частях машины.

Искусственные замыкания между различными витками в фазных обмотках создаются при помощи специальных предварительно выведенных наружу из лобовой части обмотки статора выводов. Для имитации переходного сопротивления в точке замыкания выводы замыкаются через регулируемое активное сопротивление. Это позволяет регулировать значение тока в короткозамкнутом контуре и получать различные степени тяжести исследуемых повреждений, которые создавались как путем изменения числа замкнутых в фазах витков, так и путем изменения тока в короткозамкнутом контуре. Эксперимен-

ты проводились на типовых машинах на электростанциях (двигатели СН станции) и в узлах нагрузки, а также на их модельных образцах.

Многочисленные данные, полученные в ходе натурно-экспериментальных исследований для значений и характеристик поля рассеяния в различных пространственных участках машины (поверхность сердечника, пазы и лобовые части), наглядно подтверждают наличие существенного количественного и качественного влияния нарушения электрической симметрии обмотки статора на распределения магнитных полей рассеяния, особенно в лобовых частях машины. Эксперименты проводились непосредственно на работающих машинах как в режиме ХХ, так и в режиме нагрузок.

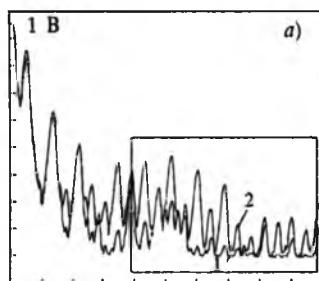
Эксперименты проводились также на неподвижной машине при приложении пониженного напряжения к обмотке статора. Установлено наличие определенной магнитной симметрии потока рассеяния как в пазовой, так и в лобовой частях обмотки статора. При этом симметричный ротор не вносит существенного искажения в магнитную симметрию поля рассеяния в лобовых частях статора, особенно, когда она контролируется снаружи. Установлено, что нарушение формы фактической картины распределения поля в лобовых частях однозначно зависит от задаваемых степеней тяжести (значений тока в короткозамкнутом контуре) исследуемых неисправностей.

Наибольший интерес представляло наружное определение нарушения распределения поля в лобовых частях — как удобная форма контроля данного поля в условиях работы машины.

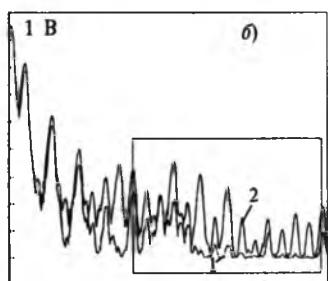
В качестве примера в таблице приведены данные, характеризующие изменения ЭДС поля рассеяния в лобовой части для асинхронного двигателя типа А16ОМОЧ, работавшего в режиме ХХ, при исправности обмотки статора и возникновении межвиткового и межфазового замыканий в фазных обмотках (в случае, когда ток в короткозамкнутом контуре принимался равным номинальному току фазы).

Измерение производилось с помощью одного и двух одинаковых датчиков электромагнитных катушек ЭДС, закрепленных с наружной стороны с помощью специального приспособления, позволяющего перемещать датчики вокруг лобовой части машины. Условно на рис.1 они показаны пунктирным полукругом с точками. При использовании двух датчиков катушки их включались встречно. Точки установки датчиков определялись в условиях исправности обмотки произвольно, так чтобы ЭДС, индуктированные в катушках обоих датчиков, как можно больше взаимно компенсировались.

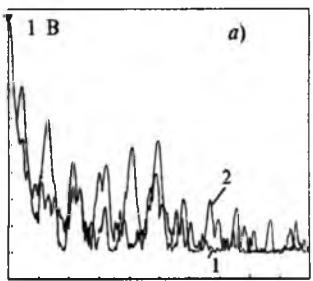
Симметрия пространственных составляющих поля рассеяния в указанном двигателе проверялась предварительно также в разобранной машине.



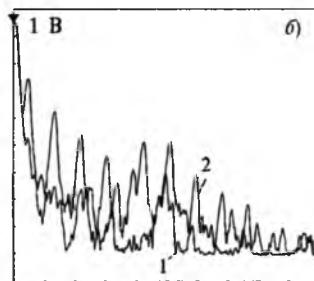
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



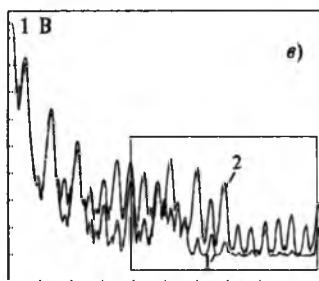
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



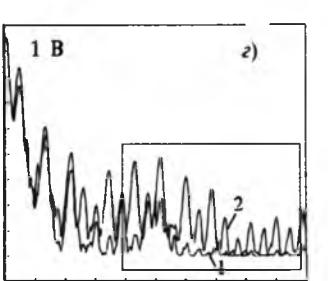
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



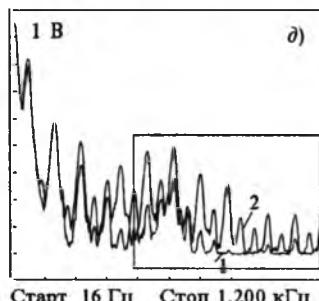
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



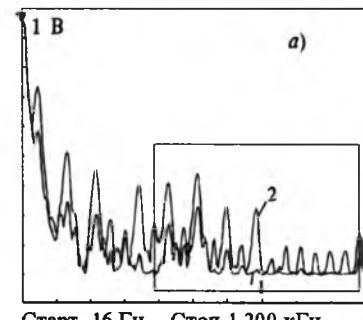
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



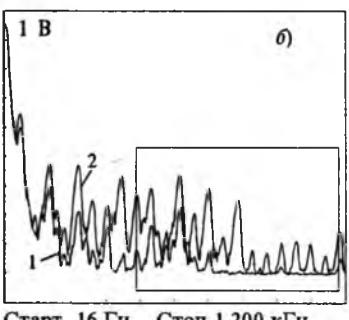
Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц

Рис.2. Спектрограммы ЭДС (от одного датчика) поля рассеяния в лобовых частях асинхронной машины в режиме холостого хода при исправности (1) и электрическом повреждении (2) обмотки статора:

а — в точке 1; б — в точке 5; в — в точке 6; г — в точке 11; д — в точке 12



Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц



Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц

Рис.3. Спектрограммы ЭДС (от двух датчиков) поля рассеяния в лобовых частях асинхронной машины в режиме ХХ при исправности (1) и электрических повреждениях (2) обмотки статора:

а — при межвитковом замыкании; б — при межфазовом замыкании

Рис.4. Спектрограммы ЭДС (от двух датчиков) поля рассеяния в лобовых частях асинхронной машины в режиме нагрузки, равном $0,5I_n$, при исправности (1) и электрических повреждениях (2) обмотки статора:

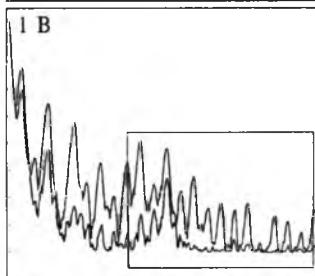
а — при межвитковом замыкании; б — при межфазовом замыкании

Датчики ЭДС одновременно подключались к спектральному анализатору типа R3271A (Япония), работающему со своим принтером, позволяющим получать спектрограммы ЭДС исследуемых полей рассеяния.

На рис.2 приведены спектрограммы ЭДС от одного датчика, поочередно устанавливаемого на наружной стороне лобовой части в точках круга, где торцевая крышка крепится к корпусу. Они характеризуют изменение спектральных составляющих ЭДС (относительные значения их в долях первой гармоники), поля рассеяния в лобовой части в условиях работы указанной машины в режиме ХХ, при исправности обмотки статора (1) и возникновении в ней межвиткового замыкания (2). Отметим, что спектрограммы сняты для многочисленных точек по кругу лобовой части, в том числе для всех точек, указанных в таблице, и все они имеют почти одинаковый характер. Практически аналогичными являются также спектрограммы, снятые для этих точек при межфазовых замыканиях.

Установлено, что при исправности обмоток статора режим нагрузки не вносит существенного изменения в спектрограм-

Состояние обмотки статора	Один датчик												Два датчика			
	ЭДС, мВ, индуцированные в точках												ЭДС, мВ, индуцированные в точках			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	1—6	1—11	5—11	6—12
Исправная	155	150	140	160	170	168	180	180	190	180	165	165	008	005	004	003
Задано межвитковое замыкание в фазе В	210	240	215	254	240	390	405	400	425	382	340	230	180	130	110	160
Задано межфазовое замыкание в фазах В—С	245	260	252	310	305	465	460	427	485	410	390	282	220	145	145	183



Старт 16 Гц Стоп 1,200 кГц

Рис.5. Спектрограммы ЭДС поля рассеяния в лобовых частях асинхронной машины в области частот до 2000 Гц при исправности (1) и электрическом повреждении (2) обмотки статора

мы. Характер изменения спектрограмм при возникновении межвиткового и межфазового замыканий в данном режиме примерно такой же, как изменение спектрограмм при указанных неисправностях в режиме ХХ.

На рис.3 приведены спектрограммы ЭДС от двух датчиков (катушки их включены встречно), установленных в точках 5 и 11, снятые, соответственно, при межвитковом и межфазовом замыканиях в обмотке статора этой машины.

На рис. 4 приведены аналогичные спектрограммы, снятые при названных неисправностях в режиме нагрузки, равной $0,5I_n$, откуда видно, что нагрузка не оказывает существенного влияния на характер изменения спектрограмм.

Приведенные экспериментальные данные показывают, что при межвитковом и межфазовом замыканиях в обмотке статора, в результате которых нарушается электрическая симметрия катушечных групп в фазных обмотках, искажается распределение поля рассеяния в лобовых частях. Из таблицы видно, что в случаях возникновения электрических КЗ в целом поток рассеяния в лобовых частях машины увеличивается. Это увеличение разное в разных точках лобовой части, что обусловливает рост магнитной несимметрии вокруг лобовой части.

Анализ спектрограмм показывает, что при исследованных электрических повреждениях значительно растут амплитуды высших гармонических составляющих, особенно в области частот 600—1200 Гц. В области более высоких частот амплитуды гармонических составляющих в спектрограммах проявляются слабо (рис.5).

Очевидно, что результаты исследований электромагнитных параметров и характеристик пространственных составляющих поля рассеяний (магнитной ауры) в электрических машинах могут оказаться ценной диагностирующей информацией для решения задач определения неисправностей в условиях работы. В частности, исследованные значения магнитного поля рассеяния

лобовых частей могут быть предложены в качестве диагностических параметров для оценки состояния обмотки статора этих машин. Практическая реализация контроля по предлагаемым величинам (сравнение интегрального значения ЭДС высших гармонических составляющих или только дополнительно появляющихся их составляющих, сравнение спектрограмм и т.п.) в условиях эксплуатации электрических машин на электростанциях и промышленных предприятиях зависит от уровня технической оснащенности электролабораторий и обеспеченности их измерительными приборами и аппаратурой. При наличии, например, подобных спектральных анализаторов можно организовать периодический контроль. Для этой цели может быть использован подключенный к измерительной катушке ЭДС (электромагнитному датчику) полосовой фильтр заданных частот высших гармоник. На базе указанных элементов могут быть разработаны специальные технические средства или системы периодического и непрерывного контроля или разработаны новые виды защиты.

Выводы

1. Магнитное поле рассеяния лобовой части обмотки статора в электрических машинах, особенно высшие гармонические спектральные составляющие этого поля, очень чувствительны к межвитковому и межфазовому замыканиям в данной обмотке.

2. Контроль названных информативных величин, предлагаемых в качестве диагностических параметров, позволяет определить электрические повреждения в обмотке статора на начальных стадиях их возникновения в процессе работы машины в условиях эксплуатации.

Список литературы

1. Цветков В.А., Уланов Г.А. О диагностическом обслуживании энергетических агрегатов//Электрические станции. 1996. № 1.
2. Костенко М.П. Электрические машины, М. -Л.: ГЭИ, 1949.
3. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.
4. Гашимов М.А., Гаджиев Г.А., Мирзоева С.М. Диагностирование неисправностей обмотки статора электрических машин//Электрические станции. 1998. № 11.
5. А.с. 1367708 СССР. Способ контроля обмоток статора электрических машин переменного тока. /М.А. Гашимов//Открытия. Изобретения. 1988. № 2.
6. Зимин В.И., Каплан М.Я., Палей А.М. и др. Обмотки электрических машин. Л.: Энергия, 1970.

Влияние числа фаз статорной обмотки асинхронного двигателя на его виброшумовые характеристики

ГОЛУБЕВ А.Н., доктор техн. наук, проф., ИГНАТЕНКО С.В., канд. техн. наук

Ивановский ГЭУ

Одной из актуальных задач, возникающих при создании современных электроприводов, является снижение уровня шумов и вибраций исполнительного двигателя. Помимо механических составляющих, шумы и вибрации обусловлены магнитными силами, изменяющимися во времени и пространстве и являющимися функцией конфигурации магнитного поля в воздушном зазоре машины [1]. В асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором (АД) — это радиальные магнитные силы, действующие между статором и ротором, а также переменные составляющие момента на его валу, возникающие вследствие несинусоидальности фазных напряжений и токов при питании от преобразователя частоты (ПЧ). Традиционный подход к улучшению конфигурации поля на основе минимизации обмоточных коэффициентов $K_{\text{обн}}$ для высших пространственных гармоник η не позволяет достичь их полного устранения и, кроме того, ухудшает использование активных материалов машины.

Эффективным способом улучшения спектрального состава поля в зазоре АД является переход на исполнение его статорной обмотки с увеличенным числом фаз m ($m > 3$), что не вызывает технических проблем при использовании автономного инвертора. При принятии допущений: относительная магнитная проницаемость стали бесконечно большая, воздушный зазор равномерный, распределение обмотки по ширине паза и скос пазов не учитываются, — электромагнитные процессы и вибровозмущающие силы в m -фазном АД могут быть исследованы на основании его математической модели, базирующейся на использовании приведенных к v -м пространственным гармоническим поля спектральных векторов, имеющих вид [2, 3]:

$$\bar{Y}_v = \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N Y_{ik} e^{j\pi v \left[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right]}, \quad (1)$$

где Y_{ik} — электромагнитная переменная (напряжение, ток, потокосцепление) k -й фазы i -й N -фазной (из общего числа m/N) симметричной группы гальванически связанных обмоток m -фазного АД.

Параметру v в соответствии с [2, 3] придается смысл пространственной гармоники поля, образованной однопорядковой с ней гармоникой тока μ и вращающейся, на основании соотношения [4]

$$\omega_{\eta\mu} = \omega_0 \frac{\mu}{\eta} \quad (2)$$

с синхронной угловой частотой ω_0 . При этом порядковый номер $|v| < m$, а их число V , необходимое для однозначности координатных преобразований, а следовательно, и количество векторов \bar{Y}_v , определяется соотношением $V = m[(N-1)/2 + + 0,5]/N$, где $[]$ — оператор выделения целой части. В частности, при $m = 3$ необходимо одно значение $V = 1$ (один вектор \bar{Y}_1 для каждой переменной), что соответствует принимаемому при математическом моделировании трехфазного АД допущению о синусоидальном характере распределения поля в его зазоре.

Анализ гармонического состава вектора \bar{Y}_v показывает, что он определяется оператором [3]

$$D = \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N e^{j(v-\mu)\pi \left[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right]}, \quad (3)$$

для которого

$$D = \begin{cases} m & \forall \mu = v + bmQ; \\ 0 & \forall \mu \neq v + bmQ, \end{cases} \quad (4)$$

где $b = 1$ при наличии, а $b = 2$ — при отсутствии четных гармоник; $Q = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$.

С использованием спектральных векторов выражение для электромагнитного момента m -фазного АД имеет вид [2]:

$$M_{\text{эм}} = \frac{m^2}{4} Z_p L_m \sum_{v=1} \text{Im} \left[\sum_{\eta=v+bmQ} \eta \alpha(\eta) \bar{I}_{sv} \hat{I}_{\eta v} e^{jx(1-\eta)} \right], \quad (5)$$

где x — электрический угол поворота ротора; $\alpha(\eta)$ — параметр разложения в гармонический ряд взаимоиндуктивности $L(\gamma)$ между фазами, инвариантной к времени и описываемой функцией

$$L(\gamma) = L_m \sum_{\eta=1}^{\infty} \alpha(\eta) \cos \eta \gamma, \quad (6)$$

на основании которой в уравнения АД вводится спектр пространственных гармоник поля. При $m = 3$ обычно принимается $\eta = 1$ (допущение о синусоидальном характере распределения индукции в зазоре); при увеличении m , в силу $K_{\text{обн}}(\eta) \rightarrow 1$ (при числе пазов $Z_1 = \text{const}$ обмотка стремится к сосредоточенной, и ее из энергетических соображений целесообразно выполнять с диаметральным шагом [2, 3]), необходимо учитывать полный спектр гармоник поля.

Гармонический состав векторов тока статора \bar{I}_{sv} и ротора $\hat{I}_{\eta v}$, входящих в (5), на основании (4) в стационарном режиме определяется соотношениями:

$$\bar{I}_{sv} = \sum_{\mu=1}^{\infty} I_{s\mu} e^{j[\mu\omega_0 t + \phi_{s\mu}]}, \quad (7)$$

$$\bar{I}_{rv} = \sum_{l,v=1}^{\infty} I_{rl} e^{j[l\omega_0 t + (1-v)x + \phi_{rl,v}]}, \quad (8)$$

— для $\mu = v + bmQ$; при $\mu \neq v + bmQ$ $\bar{I}_{sv} = \bar{I}_{rv} = 0$.

Анализ (5) с использованием (7) и (8) показывает, что в составе электромагнитного момента M_{3m} имеют место постоянная составляющая M_{3m0} и гармоники с частотами $bms\omega_0$, где $s = 1; 2; 3; \dots$. Постоянная составляющая момента определяется временными и пространственными гармониками токов и потока, для которых выполняется соотношение: $\mu = 1 = \eta$, — и равна

$$M_{3m0} = \frac{m^2}{4} Z_p \operatorname{Im} \left[\sum_{\mu=l-\eta=1}^{\infty} \eta L_m \alpha(\eta) I_{s\mu} I_{rl,v} e^{j(\phi_{s\mu} - \phi_{rl,v})} \right]. \quad (9)$$

Физическое толкование появления дополнительных постоянных составляющих момента от высших гармоник заключается в том, что в соответствии с (2) угловая частота вращения пространственных гармоник поля одинакового порядка с образующими их временными гармоническими токов равна синхронной. Приняв во внимание (4), можно сделать общий вывод, что с ростом m происходит разрежение гармонического состава поля в направлении устранения из него асинхронных гармоник, обусловливающих пульсации момента, при относительном возрастании синхронных (при $\mu < m$ они в силу (4) преобладают по значению — (табл.1) [5] (здесь и далее несинусоидальная форма питающего напряжения соответствует меандру за вычетом гармоник с порядковыми номерами, кратными числу гальванически связанных фаз). Таким образом увеличение числа фаз приводит к уменьшению амплитуды пульсаций момента (по закону, близкому к гиперболическому) при увеличении прямо пропорционально m и их частоты. При $m \rightarrow \infty$ согласно (4) ортогональные составляющие векторов \bar{Y}_v имеют строго синусоидальную форму, т.е. поток с учетом полного спектра входящих в него

Таблица 1

Относительные значения гармоник магнитной индукции для 3-, 9- и 18-фазных АД, выполненных на базе АД 4A160S2У3

$m(N)$	μ	1	3	5	7	11	13
3(3)	η	1	—	1	1	1	1
	$B_{\delta\eta\mu}/B_{\delta 0}$	1	—	0,023	0,012	0,0047	0,0034
9(3)	η	1	—	5	7	7	5
	$B_{\delta\eta\mu}/B_{\delta 0}$	1	—	0,143	0,0801	0,0273	0,0169
18(3)	η	1	—	5	7	11	13
	$B_{\delta\eta\mu}/B_{\delta 0}$	1	—	0,151	0,0911	0,0407	0,0287
18(9)	η	1	3	5	7	11	13
	$B_{\delta\eta\mu}/B_{\delta 0}$	1	0,294	0,149	0,088	0,0386	0,0269

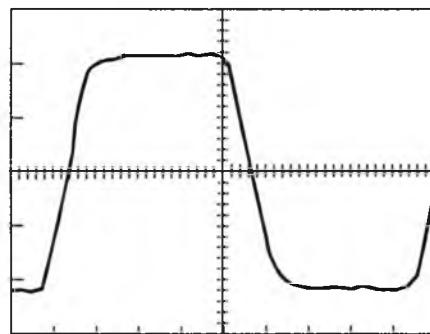


Рис.1. Осциллограмма магнитного потока через зубец 9-фазного ($N=m$) АД

гармоник при явно выраженной несинусоидальной форме вращается относительно статора с синхронной скоростью. Экспериментальным подтверждением указанного служит приведенная на рис.1 осциллограмма магнитного потока $\Phi(t)$ через зубец для 9-фазного ($m=N$) АД, совпадающая по форме с кривой $B(\gamma)$ распределения индукции вдоль воздушного зазора.

Для анализа радиальных сил на основании результатов расчетов токов по схемам замещения m -фазного АД для $v-x$ пространственных гармонических [3] или по его динамической модели [2] представим ток k -й фазы (АД с симметричной обмоткой) как сумму составляющих по ортогональным осям α и β спектрального вектора тока \bar{I}_v :

$$i_k(t) = \sum_{v=1}^m \left[i_{v\alpha}(t) \cos \left(\sqrt{\frac{2\pi}{m}} (k-1) \right) + i_{v\beta}(t) \sin \left(\sqrt{\frac{2\pi}{m}} (k-1) \right) \right]. \quad (10)$$

Поскольку ротор можно рассматривать как массивный цилиндр [1], очевидно, что определяющей в создании шума является вибрация сердечника статора. Последний может быть представлен в виде полого цилиндра, на внутренней стороне которого создается напряжение от радиальной силы, изменяющейся во времени и определенным образом распределенной в пространстве. Радиальная сила на единицу площади (анализ проводится для базовой обмотки с одной парой полюсов $Z_p = 1$ [1])

$$p_r(\gamma, t) = \frac{B^2(\gamma, t)}{2\mu_0}, \quad (11)$$

где $B(\gamma, t)$ — мгновенное значение магнитной индукции в точке воздушного зазора, смещенной относительно начала координат на угол γ .

С учетом равномерности воздушного зазора на основании (11) можно записать:

$$p_r(\gamma, t) = \frac{\lambda_0}{2\mu_0} (F_s(\gamma, t) + F_r(\gamma, t))^2, \quad (12)$$

где λ_0 — магнитная проводимость воздушного зазора; $F_{s(r)}(\alpha, t)$ — МДС обмотки статора (ротора).

МДС, создаваемая m -фазной обмоткой с числом витков в фазе w , на основании (10) может быть определена, как:

$$F(\gamma, t) = \frac{2w}{\pi} \sum_{i=1}^m \left\{ \sum_{v=1}^{\infty} \left[i_{va}(t) \cos \left(\sqrt{\frac{2\pi}{m}} (k-1) \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + i_{vb}(t) \sin \left(\sqrt{\frac{2\pi}{m}} (k-1) \right) \times \sum_{\eta=1}^{\infty} \frac{1}{\eta} K_{ob}(\eta) \cos \eta \gamma \right] \right\}. \quad (13)$$

После соответствующих преобразований данное выражение может быть записано в виде:

$$F(\gamma, t) = \frac{mw}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{\eta=v+bmQ} \left[\frac{K_{ob}(\eta)}{\eta} (i_{va}(t) \cos \eta \gamma \pm \right. \\ \left. \pm i_{vb} \sin \eta \gamma) \right] = \frac{mw}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{\eta=v+bmQ} \sum_{\mu=v+bmQ} \left[\frac{K_{ob}(\eta)}{\eta} \times \right. \\ \left. \times I_{mv\mu} \cos (\eta \omega_0 t + \varphi_{\mu v} \mp \eta \gamma) \right]. \quad (14)$$

Представив короткозамкнутую обмотку беличьей клетки многофазной с $m = Z_2$ (число пазов ротора), числом витков $w = 0,5$, диаметральным шагом и сосредоточенной ($q = 1$), на основании (14) можно записать общее выражение для входящих в (12) МДС m -фазной обмотки статора F_s и беличьей клетки F_r :

$$F_{s(r)}(\gamma, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{\substack{\eta=v+bmQ \\ (\eta=v+z_2Q)}} \sum_{\substack{\mu=v+bmQ \\ (\mu=v+z_2Q)}} F_{v\eta\mu} \cos (\mu \omega_0 t + \varphi_{\mu v} \mp \eta \gamma), \quad (15)$$

$$\text{где } F_{v\eta\mu} = \frac{mw}{\pi} \frac{1}{\eta} I_{smv\mu} \frac{\sin \frac{q\eta\pi}{z_1}}{q \sin \frac{\eta\pi}{z_1}} \sin \left(\frac{\eta\pi}{z_1} Y \right) - \text{ для}$$

$$\text{МДС статора; } F_{v\eta\mu} = \frac{z_2}{2\pi} \frac{1}{\eta} I_{smv\mu} \frac{2mwK_{ob\eta v}}{z_2 K_{ob\eta v}} \sin \left(\frac{\eta\pi}{2} \right)$$

— для МДС ротора; Y — шаг обмотки по пазам.

После подстановки (15) в (12) выражение для радиальной силы, действующей в зазоре АД, принимает вид:

$$p_r(\gamma, t) = \frac{\lambda_0^2}{2\mu_0} \times \\ \times \left\{ \sum_{v1=1}^{\infty} \sum_{v2=1}^{\infty} \sum_{\eta_1=v1+bmQ} \sum_{\eta_2=v2+bmQ} \sum_{\mu_1=v1+bmQ} \sum_{\mu_2=v2+bmQ} \left[\frac{F_{v1\eta_1\mu_1} F_{v2\eta_2\mu_2}}{2} \times \right. \right. \\ \times \left. \left. \left(\cos [(\mu_{s1v1} - \mu_{s2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} - \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \pm \eta_2) \gamma] + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \cos [(\mu_{s1v1} + \mu_{s2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} + \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \mp \eta_2) \gamma] \right) + \right. \\ \left. + \sum_{v1=1}^{\infty} \sum_{v2=1}^{\infty} \sum_{\eta_1=v1+bmQ} \sum_{\eta_2=v2+z_2Q} \sum_{\mu_1=v1+bmQ} \sum_{\mu_2=v2+z_2Q} \left[F_{v1\eta_1\mu_1} F_{v2\eta_2\mu_2} \times \right. \right. \\ \times \left. \left. \left(\cos [(\mu_{s1v1} - \mu_{r2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} - \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \pm \eta_2) \gamma] + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \cos [(\mu_{s1v1} + \mu_{r2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} + \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \mp \eta_2) \gamma] \right) + \right. \\ \left. + \sum_{v1=1}^{\infty} \sum_{v2=1}^{\infty} \sum_{\eta_1=v1+z_2Q} \sum_{\eta_2=v2+z_2Q} \sum_{\mu_1=v1+z_2Q} \sum_{\mu_2=v2+z_2Q} \left[\frac{F_{v1\eta_1\mu_1} F_{v2\eta_2\mu_2}}{2} \times \right. \right. \\ \times \left. \left. \left(\cos [(\mu_{r1v1} - \mu_{r2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} - \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \pm \eta_2) \gamma] + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \cos [(\mu_{r1v1} + \mu_{r2v2}) \omega_0 t + (\varphi_{\mu_1 v1} + \varphi_{\mu_2 v2}) + (\mp \eta_1 \mp \eta_2) \gamma] \right) \right] \right\}. \quad (16)$$

Уравнение (16) можно записать в общем виде:

$$p_r(\gamma, t) = \sum_{\xi} \sum_{r} P_{m\xi r} \cos (\omega_{\xi r} t + \varphi_{\xi r} - r\gamma), \quad (17)$$

где r — порядок гармоники вибровозмущающей силы; $\omega_{\xi r}$ — угловая частота гармоники силы порядка r , созданной временными гармониками тока с $\xi = \mu_{1v} \pm \mu_{2v}$; $P_{m\xi r}$ — амплитуда силы с частотой $\omega_{\xi r}$ и порядком r .

Приведенные соотношения получены при допущении о равномерной ширине воздушного зазора. Однако поскольку при $m = \text{var}$ статор и ротор не претерпевают конструктивных изменений, качественный характер зависимости $p_r(m)$ при переменной магнитной проводимости зазора сохраняется. При необходимости учет неравномерности зазора может быть осуществлен заменой в (12) λ_0 на $\lambda(\gamma, t)$ [1].

Порядок r силы характеризует длину ее пространственной волны. С ростом r плечо силы уменьшается и влияние вибрации снижается, так как динамические деформации статорного кольца приблизительно пропорциональны r^{-4} [1]. Наиболее важны случаи, когда $r = 0 \div 4$. В табл.2 приведены результаты расчета радиальных вибровозмущающих сил для ряда m -фазных АД на базе двигателей серии 4А. При $m > 3$ рассматривались обмотки с диаметральным шагом как наиболее целесообразные для АД с увеличенным числом фаз. Для сопоставимости результатов амплитуды гармоник вибровозмущающих сил приведены к показателям трехфазного АД при синусоидальном питающем напряжении и обмотке с укороченным шагом.

Анализ представленных данных показывает, что в случае питания АД напряжением синусоидальной формы машины с $m > 3$ обладают преимуществом: в спектре радиальных сил у 9-фазного АД содержится практически лишь одна гармоника, соответствующая основной рабочей гармонике ($\eta' = Z_p \eta$) магнитного поля, тогда как у трехфазного АД появляются дополнительные составляющие, обусловленные асинхронными гармониками поля. При несинусоидальном напряжении (пи-

лонике ($\eta' = Z_p \eta$) магнитного поля, тогда как у трехфазного АД появляются дополнительные составляющие, обусловленные асинхронными гармониками поля. При несинусоидальном напряжении (пи-

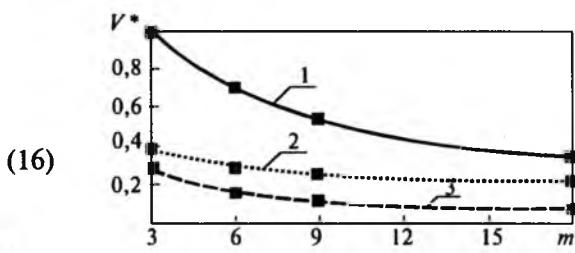


Рис.2. Экспериментальные кривые изменения относительного значения среднеквадратических виброскоростей в функции числа фаз при частотах питающего напряжения:

1 — 50 Гц; 2 — 30 Гц; 3 — 2,5 Гц

Относительные амплитуды гармоник радиальных вибровозмущающих сил различных порядков и частот для ряда АД при $m=vag$

Число фаз, шаг обмотки, вид питания	r	Частота гармоник вибровозмущающей силы																
		-18	-16	-14	-12	-10	-8	-6	-4	-2	2	4	6	8	12	14	16	18
$m=3$, укороченный, синусоида	0																	
	2																	
	4																	
$m=3$, диаметральный, синусоида	0																	
	2																	
	4																	
$m=9$, диаметральный, синусоида	0																	
	2																	
	4																	
$m=3$, укороченный, несинусоида	0				0,12			0,41						0,46		0,14		0,024
	2													0,95		0,023		
	4													0,09				
$m=3$, диаметральный, несинусоида	0	0,02			0,06			0,4						0,49		0,083		0,024
	2													0,94		0,022		
	4							0,41						0,35		0,075		
$m=6(N=3)$, диаметральный, несинусоида	0					0,04											0,072	
	2						0,02							0,94				0,007
	4							0,132						0,006		0,252		0,024
$m=9(N=3)$, диаметральный, несинусоида	0	0,019																0,027
	2													0,95				
	4				0,034									0,008		0,208		
$m=9(N=9)$, диаметральный, несинусоида	0	0,021						0,007										0,03
	2				0,028									0,4				
	4					0,031									0,208			
$m=18(N=3)$, диаметральный, несинусоида	0													0,97				
	2																	
	4														0,211			

тание от ПЧ) преимущество многофазного ($m > 3$) варианта исполнения АД еще более очевидно: увеличение m приводит к эффективному разрежению сил, обусловленных асинхронными гармоническими. Это соответствует анализу уравнений идеализированного многофазного АД [2], для которого при $m \rightarrow \infty$ и несинусоидальном питающем напряжении конфигурация поля в воздушном зазоре стремится к меандру, что в соответствии с (11) определяет, по аналогии с электромагнитным моментом на валу, отсутствие переменных радиальных сил.

Приведенные модельные исследования подтверждаются результатами стендовых испытаний m -фазных АД. В частности, на рис.2 представлены кривые изменения относительного значения среднеквадратических виброскоростей (по отношению к максимальному значению среднеквадратической виброскорости трехфазного АД при $f=50$ Гц) в функции числа фаз, снятые при частотах несинусоидального питающего напряжения 50, 30 и 2,5 Гц. Для обеспечения сопоставимости результатов при $m=vag$ эксперимент проводился путем переключения статорной обмотки одного и того же испытуемого АД и соответствующего изменения питающего его напряжения.

Резюмируя сказанное, можно сделать вывод,

что увеличение числа фаз статорной обмотки АД, обусловливая снижение амплитуд переменных составляющих электромагнитного момента на валу машины и радиальных сил между статором и ротором при увеличении их частоты, является эффективным средством улучшения виброшумовых характеристик АД.

Список литературы

- Геллер Б., Гамата В. Высшие гармоники в асинхронных машинах. М.: Энергия, 1981.
- Моделирование электромагнитных процессов в многофазных асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором с учетом несинусоидального характера распределения индукции в воздушном зазоре/А.Н.Голубев, А.Н.Королев, Е.Р.Пантелеев, К.В.Куликов. Иваново, 1986. Деп. в Информэлектро 22.03.86, № 4.
- Бабаев М.Б., Голубев А.Н. Математическая модель и особенности расчета параметров схемы замещения многофазного АД с симметричной статорной обмоткой//Электротехника. 1992. № 6—7. С.7—12.
- Рихтер Р. Обмотки машин переменного и постоянного токов. М.: ГОНТИ, 1933.
- Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Игнатенко С.В. Влияние числа фаз на пульсации электромагнитного момента и виброшумовые характеристики асинхронного двигателя//Тез. докладов II-й Международной конференции по электромеханике и электротехнологии. 1996. Ч.2. С.150—152.

Схема замещения однофазного синхронного генератора двойного вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий

ЛИТВИНОВ Б.В., канд. техн. наук

На базе расчета электромагнитного поля в активном объеме однофазного синхронного генератора двойного вращения с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий синтезированы дифференциальные схемы замещения области обмотки якоря, усредненной зоны постоянных магнитов индуктора и рабочих зазоров, а также зоны дополнительного зазора, отделяющего вращающийся магнитопровод якоря от неподвижного. С учетом условия непрерывности потока электромагнитной энергии, передаваемой из одной области активного объема в другую, синтезирована интегральная схема замещения активного объема рассматриваемой электрической машины.

В последние годы проявляется повышенный интерес к экологически чистым автономным источникам электроэнергии, использующим энергию волн и ветра. Особенностью подавляющего большинства подобных электроустановок является достаточно низкая скорость перемещения индуктора электрогенератора относительно его якоря, предопределяющая невысокий уровень удельных массогабаритных показателей установки в целом. Увеличение же скорости перемещения индуктора относительно якоря традиционного исполнения (за счет принудительного вращения якоря) требует введения контактных колец и щеточного аппарата, существенно снижающих надежность работы электрогенератора и долговечность электроустановки.

Автором предложено несколько вариантов конструкции однофазного синхронного генератора [1], в которых якорная обмотка неподвижна, а индуктор и полюсная система якоря имеют возможность вращаться один относительно другого во встречном направлении. За счет этого пульсирующее магнитное поле, пронизывающее неподвижную якорную обмотку, изменяется с двойной частотой, обеспечивая, при прочих равных условиях, вдвое больший уровень наведенной в обмотке ЭДС по сравнению с машинами

традиционного исполнения с неподвижным якорем. Конструктивные особенности однофазного генератора двойного вращения не позволяют использовать для анализа электромагнитных процессов, в нем протекающих, известные схемы замещения электрических машин традиционного исполнения.

Данная работа, предназначенная ликвидировать этот пробел, посвящена синтезированию схемы замещения однофазного синхронного генератора двойного вращения (рис.1) с возбуждением от постоянных магнитов 2 высоких энергий. Синтезирование схемы замещения осуществляется в следующем порядке:

— исследуется электромагнитное поле в окне якорной обмотки 1, ограниченном ферромагнитными пакетами 3 якоря, в активном объеме, образованном совокупностью рабочих зазоров 4 и постоянных магнитов 2 индуктора, а также в объеме дополнительного зазора 5, отделяющего вращающуюся систему ферромагнитных пакетов якоря от ярма 6 электрогенератора;

— синтезируются схемы замещения рассматриваемых конструктивных зон, которые затем, посредством приведения к реальным источникам энергии, преобразуются в интегральную схему замещения однофазного синхронного генератора двойного вращения.

Исследование электромагнитного поля в активном объеме СГ

Исследование электромагнитного поля в активном объеме синхронного генератора, ограниченном шириной одного пакета, проводится в декартовой системе координат (рис.2) при следующих допущениях:

— вращающиеся навстречу друг другу магнитные системы индуктора и якоря считаются неподвижными; при этом электромагнитное поле в эквивалентном статическом устройстве рассматривается пульсирующим с удвоенной частотой;

— магнитная проницаемость ферромагнитных материалов полагается бесконечно большой ($\mu_{\text{ст}} = \infty$);

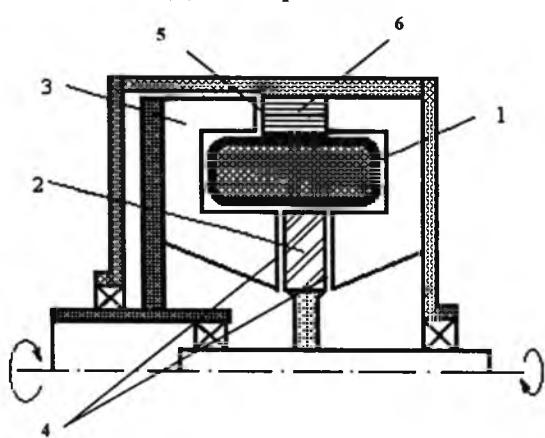


Рис.1. Однофазный синхронный генератор двойного вращения

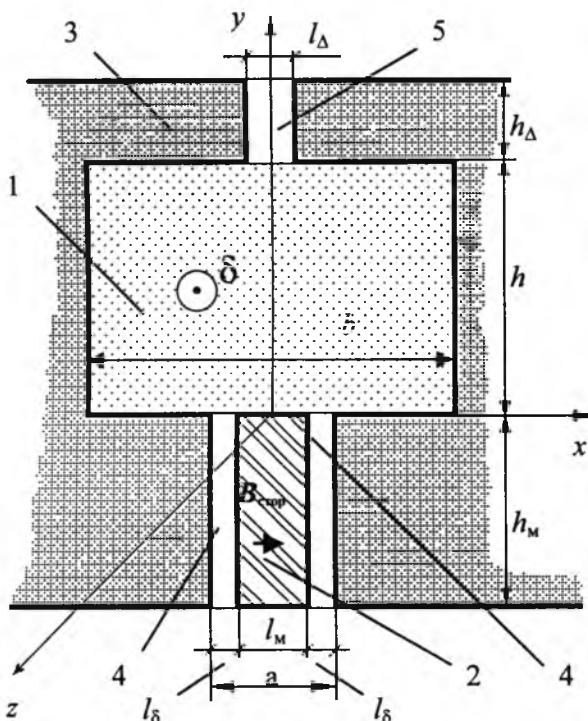


Рис.2. Расчетная модель однофазного синхронного генератора

— электромагнитное поле в окне якорной обмотки плоскопараллельное, причем вектор электрической напряженности, как и вектор сторонней плотности тока, имеет одну составляющую

$$\vec{E} = E_7(x, y) \vec{e}_7,$$

а вектор магнитной напряженности — две составляющие

$$\vec{H}(x, y) = H_x \vec{e}_x + H_y \vec{e}_y;$$

— электромагнитное поле в усредненной области постоянных магнитов, рабочих и дополнительных зазоров полагается однородным в направлении координаты z , причем вектор магнитной индукции в этих областях имеет составляющие вдоль координат x и y , а вектор электрической напряженности — вдоль координат y и z .

Непрерывность нормальных составляющих вектора магнитной индукции на границах раздела рабочих зазоров 4 и зоны постоянных магнитов 2, а также линейный характер кривой размагничивания постоянных магнитов высоких энергий предопределяют возможность замены совокупности реальных сред сплошной зоной с усредненными магнитными проницаемостями вдоль координат x и y (рис.3), найденными из условия эквивалентности магнитных сопротивлений реальной дискретной структуры и модели [2].

$$\mu_x = \frac{\mu_M \mu_0 (l_M + 2l_\delta)}{2\mu_M l_\delta + \mu_0 l_M}; \quad (1)$$

$$\mu_u = \mu_0,$$

где μ_m — определяется отношением остаточной индукции и коэрцитивной силы постоянного магнита.

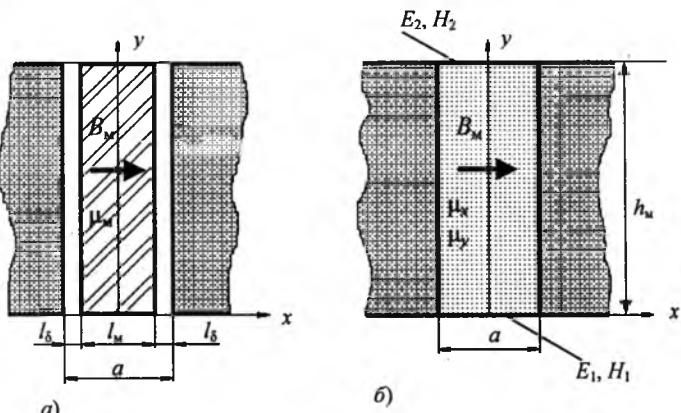


Рис.3. Усреднение активного объема индуктора

При этом предполагается, что в пределах усредненной зоны действует пульсирующее с удвоенной частотой стороннее магнитное поле, определяемое бегущей с удвоенной скоростью, относительно неподвижных зон эквивалентного статического устройства, волной стороннего магнитного поля, обусловленного первой пространственной гармонической остаточной индукции B_0 постоянного магнита

$$\bar{B}_{mx}(z, t) = \frac{4}{\pi} B_0 \sin\left(\frac{\pi b_m}{2\tau_{cp}}\right) \sin\left(2\omega t - \frac{\pi}{\tau_{cp}} z\right) \bar{e}_x. \quad (2)$$

Среднее значение индукции стороннего магнитного поля (в пределах тангенциальной ширины магнита) определяется соотношением

$$B_{\text{M,CTOP}} = \frac{1}{b_M} \frac{\frac{b_M}{2}}{\frac{b_M}{\pi}} B(z, t) \partial z = \frac{8\tau_{\text{cp}}}{\pi^2 b_M} B_0 \left(\sin \frac{\pi b_M}{2\tau_{\text{cp}}} \right)^2 \sin 2\omega t \quad (3)$$

или, что тоже самое в комплексной форме

$$\vec{B}_{\text{crop}} = \frac{8\tau_{\text{cp}}}{\pi^2 b_{\text{M}}} B_0 \left(\sin \frac{\pi b_{\text{M}}}{2\tau_{\text{cp}}} \right)^2 e^{j2\omega t} = \underline{B}_{\text{M}} e^{j2\omega t} \vec{e}_x. \quad (4)$$

1. Распределение ЭМП в объеме якорной обмотки и его схема замещения

Электромагнитное поле в окне якорной обмотки (рис.2), обусловленное сторонним током, записывается уравнениями Максвелла:

$$\operatorname{rot} \underline{\underline{H}} = \underline{\underline{\delta}}; \quad \operatorname{rot} \underline{\underline{E}} = -j2\omega \underline{\underline{B}},$$

Как следует из (5), выражения для составляющих векторов электрической и магнитной напряженностей могут быть представлены соотношениями:

$$\begin{aligned} \underline{E} = & \sum_n [C_1 \operatorname{ch} n(h-y) + C_2 \operatorname{ch} ny] \cos nx + \\ & + j \omega \mu_0 \delta \left(y - \frac{h}{2} \right) + C_0 \left(y - \frac{h}{2} \right); \end{aligned} \quad (6)$$

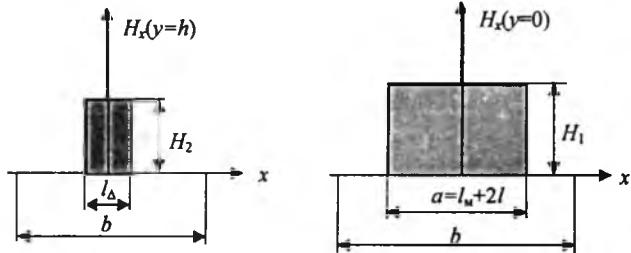


Рис.4. Границные условия в «раскрытиях» окна якорной обмотки

$$\underline{H}_x = -\frac{1}{j2\omega\mu_0} \sum_n n[-C_1 \sinh n(h-y) + C_2 \sinh ny] \times \cos nx - \underline{\delta} \left(y - \frac{h}{2} \right) - \frac{C_0}{j2\omega\mu_0}, \quad (7)$$

в которых $n = k \frac{2\pi}{b}$.

Будем полагать, что в «раскрытиях» окна обмотки со стороны индуктора ($y=0$) и со стороны добавочного зазора ($y=h$) известны усредненные значения проекции вектора H на ось x (рис.4), которые могут рассматриваться как краевые условия в задаче по расчету ЭМП в окне обмотки. Функции, изображенные на рис.4, можно полагать периодическими с периодом повторяемости, равным ширине b окна обмотки. В результате появляется возможность представить их рядами Фурье

$$\underline{H}_x(y=0) = \underline{H}_1 \frac{a}{b} + \underline{H}_1 \sum_{k=1}^{\infty} \psi_{1k} \cos \left(k \frac{2\pi}{b} x \right); \quad (8)$$

$$\underline{H}_x(y=h) = \underline{H}_2 \frac{l_\Delta}{b} + \underline{H}_2 \sum_{k=1}^{\infty} \psi_{2k} \cos \left(k \frac{2\pi}{b} x \right), \quad (9)$$

в которых

$$\psi_{1k} = \frac{2}{\pi k} \sin \frac{\pi k a}{b}; \quad \psi_{2k} = \frac{2}{\pi k} \sin \frac{\pi k l_\Delta}{b}. \quad (10)$$

С учетом граничных условий (8) и (9) постоянные интегрирования в соотношениях (6), (7) определяются выражениями

$$C_0 = j2\omega\mu_0 \left(\frac{\delta h}{2} - \underline{H}_1 \frac{a}{b} \right) \text{ или}$$

$$C_0 = -j2\omega\mu_0 \left(\frac{\delta h}{2} + \underline{H}_2 \frac{l_\Delta}{b} \right); \quad (11)$$

$$C_{1k} = j2\omega\mu_0 \underline{H}_1 \frac{\psi_{1k}}{n \sinh(nh)};$$

$$C_{2k} = -j2\omega\mu_0 \underline{H}_2 \frac{\psi_{2k}}{n \sinh(nh)}. \quad (12)$$

В результате соотношения, связывающие между собой выражения для тангенциальных составляющих векторов электрической и магнитной напряженности на границах окна обмотки, примут вид

$$\underline{E}_{1a} = j2\omega\mu_0 \underline{H}_{1a} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{1k} \operatorname{ch}(nh)}{n \sinh(nh)} \cos(nx) - j2\omega\mu_0 \underline{H}_{2a} \times \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{2k}}{n \sinh(nh)} \cos(nx) - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4} + j\omega\mu_0 \underline{H}_{1a} \frac{ah}{b}; \quad (13)$$

$$\underline{E}_{2a} = j2\omega\mu_0 \underline{H}_{1a} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{1k}}{n \sinh(nh)} \cos(nx) - j2\omega\mu_0 \underline{H}_{2a} \times \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\psi_{2k} \operatorname{ch}(nh)}{n \sinh(nh)} \cos(nx) - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4} - j\omega\mu_0 \underline{H}_{2a} \frac{l_\Delta h}{b}. \quad (14)$$

Средние по ширине «раскрытий» окна обмотки выражения для электрической напряженности при $y=0$ и $y=h$ представляются соотношениями

$$\underline{E}_{1a,sp} = \frac{1}{a} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \underline{E}_1 \partial x = j2\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{1a} a \right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8 \sin^2 \left(\frac{na}{2b} \right)}{n^3 b a^2 \operatorname{th}(nh)} - j2\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{2a} l_\Delta \right) \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8 \sin \left(\frac{na}{2b} \right) \sin \left(\frac{nl_\Delta}{2b} \right)}{n^2 a b l_\Delta \operatorname{sh}(nh)} - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4} + j\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{2a} a \right) \frac{h}{b}; \quad (15)$$

$$\underline{E}_{2a,sp} = \frac{1}{l_\Delta} \int_{-\frac{l_\Delta}{2}}^{\frac{l_\Delta}{2}} \underline{E}_2 \partial x = j2\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{1a} a \right) \times \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8 \sin \left(\frac{na}{2b} \right) \sin \left(\frac{nl_\Delta}{2b} \right)}{n^2 a b l_\Delta \operatorname{th}(nh)} - j2\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{2a} l_\Delta \right) \times \times \sum_{k=1}^{\infty} \frac{8 \sin^2 \left(\frac{nl_\Delta}{2b} \right)}{n^3 b l_\Delta^2 \operatorname{th}(nh)} - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4} - j\omega\mu_0 \left(\underline{H}_{2a} l_\Delta \right) \frac{h}{b}. \quad (16)$$

Выражения (15) и (16) являются уравнениями четырехполюсника:

$$\underline{E}_{1a,sp} = \left(\underline{H}_{1a} a \right) \underline{Z}_{11} - \left(\underline{H}_{2a} l_\Delta \right) \underline{Z}_{12} - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4};$$

$$\underline{E}_{2a,sp} = \left(\underline{H}_{1a} a \right) \underline{Z}_{21} - \left(\underline{H}_{2a} l_\Delta \right) \underline{Z}_{22} - j\omega\mu_0 \frac{\delta h^2}{4}. \quad (17)$$

Им соответствует схема (рис.5), параметры элементов которой определяются выражениями

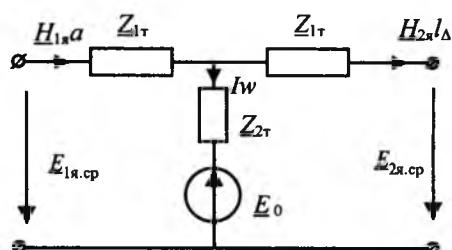


Рис.5. Схема замещения объема якорной обмотки

$$\underline{Z}_{1x} = \underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12} = j 16\omega \mu_0 \times$$

$$\times \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\sin^2\left(\frac{na}{2b}\right)}{n^3 ba^2 \operatorname{th}(nh)} - \frac{\sin\left(\frac{na}{2b}\right) \sin\left(\frac{nl_{\Delta}}{2b}\right)}{n^2 abl_{\Delta} \operatorname{sh}(nh)} \right] + j\omega \mu_0 \frac{h}{b}; \quad (18)$$

$$\underline{Z}_{2x} = \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{21} = j 16\omega \mu_0 \times$$

$$\times \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{\sin^2\left(\frac{nl_{\Delta}}{2b}\right)}{n^3 bl_{\Delta}^2 \operatorname{th}(nh)} - \frac{\sin\left(\frac{na}{2b}\right) \sin\left(\frac{nl_{\Delta}}{2b}\right)}{n^2 abl_{\Delta} \operatorname{sh}(nh)} \right] + j\omega \mu_0 \frac{h}{b}; \quad (19)$$

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_{12} = j 16\omega \mu_0 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{na}{2b}\right) \sin\left(\frac{nl_{\Delta}}{2b}\right)}{n^2 abl_{\Delta} \operatorname{sh}(nh)}; \quad (20)$$

$$\underline{E}_0 = \frac{j\omega \mu_0 \delta h^2}{4}. \quad (21)$$

На входе и выходе схемы замещения объема, занимаемого обмоткой (рис.5), представлены усредненные по ширине "раскрытий" окна значения электрической и магнитной напряженности, определяющих передачу электромагнитной энергии из объема якорной обмотки в зону индуктора и в зону дополнительного зазора, отделяющего вращающийся магнитопровод от неподвижного.

2. Распределение ЭМП и схема замещения усредненной зоны индуктора (магнит — рабочие зазоры).

В усредненной зоне индуктора с различными магнитными характеристиками вдоль координат x и y (рис.3,б) электромагнитное поле описывается соотношениями:

$$\operatorname{rot} \underline{\vec{H}} = 0; \quad \operatorname{rot} \underline{\vec{E}} = -j2\omega(\underline{\vec{B}} + \underline{\vec{B}}_{\text{стоп}}), \quad (22)$$

которые с учетом принятых допущений принимают вид:

$$\frac{\partial \underline{H}_x}{\partial y} = 0; \quad \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial y} = -j2\omega \mu_x \underline{H}_x - j2\omega \underline{B}_M, \quad (23)$$

где

$$\underline{B}_M = \frac{8\tau_{\text{cp}}}{\pi^2 b_M} B_0 \left(\sin \frac{\pi b_M}{2\tau_{\text{cp}}} \right)^2.$$

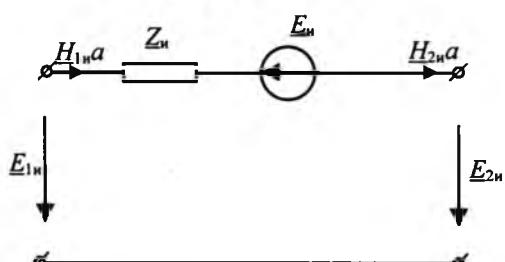


Рис.6. Схема замещения усредненной зоны индуктора

Из системы уравнений (23) следует, что

$$\underline{E}_z = c_1 y + c_2; \quad \underline{H}_x = \frac{1}{j2\omega \mu_x} c_1 - \frac{\underline{B}_M}{\mu_x}. \quad (24)$$

Из соотношений (24) вытекает связь значений электрической и магнитной напряженности на входе ($y=0$) и выходе ($y=h_M$) усредненной зоны индуктора в виде:

$$\begin{aligned} \underline{E}_{1u} &= \underline{E}_{2u} + j \frac{2\omega \mu_x h_M}{a} (\underline{H}_{2u}a) + j2\omega \underline{B}_M h_M; \\ \underline{H}_{1u}a &= \underline{H}_{2u}a. \end{aligned} \quad (25)$$

Уравнениям (25) соответствует схема замещения усредненного объема индуктора, представленная на рис.6, где

$$\underline{Z}_x = j \frac{2\omega \mu_x h_M}{a}; \quad \underline{E}_u = j2\omega h_M \underline{B}_M; \quad (26)$$

\underline{E}_{1u} , \underline{H}_{1u} и \underline{E}_{2u} , \underline{H}_{2u} — значения электрической и магнитной напряженностей в "раскрытиях" усредненной зоны индуктора, определяющих передачу электромагнитной энергии через эти "раскрытия".

3. Распределение ЭМП и схема замещения дополнительного зазора, отделяющего вращающийся магнитопровод от неподвижного.

Электромагнитное поле в дополнительном зазоре (рис.2) описывается уравнениями:

$$\operatorname{rot} \underline{\vec{H}} = 0; \quad \operatorname{rot} \underline{\vec{E}} = -j2\omega \underline{\vec{H}}, \quad (27)$$

решения которых при принятых допущениях имеют вид:

$$\underline{E}_z = c_1 y + c_2; \quad \underline{H}_x = \frac{1}{j2\omega \mu_x} c_1. \quad (28)$$

Связав между собой тангенциальные составляющие векторов электрической и магнитной напряженностей в "раскрытиях" зоны дополнительного зазора, получим соотношения

$$\underline{E}_{13} = \underline{E}_{23} + j \frac{2\omega \mu_x h_{\Delta}}{\Delta} (\underline{H}_{23}l_{\Delta}); \quad \underline{H}_{13}l_{\Delta} = \underline{H}_{23}l_{\Delta}, \quad (29)$$

которым соответствует схема, представленная на рис.7; в ней

$$\underline{Z}_z = j \frac{2\omega \mu_x h_{\Delta}}{l_{\Delta}}, \quad (30)$$

а \underline{E}_{13} , \underline{H}_{13} и \underline{E}_{23} , \underline{H}_{23} — значения электрической и магнитной напряженностей в "раскрытиях" зоны дополнительного зазора, определяющих передачу электромагнитной энергии через эти "раскрытия".

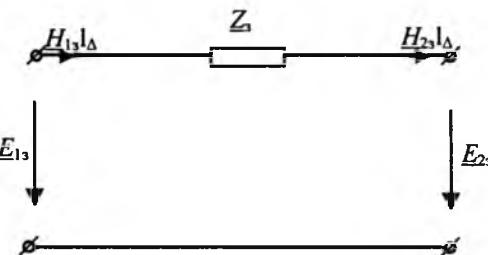


Рис.7. Схема замещения зоны дополнительного зазора

4. Схема замещения синхронного генератора двойного вращения.

Из условия непрерывности потока вектора Пойнтинга на границе, отделяющей область обмотки от усредненной зоны индуктора (рис.2), следует

$$\int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \underline{E}_n(y=0) \dot{\underline{H}}_n(y=0) dx = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \underline{E}_n(y=0) \dot{\underline{H}}_n(y=0) dx. \quad (31)$$

С учетом того, что на рассматриваемой гра-
нице в интервале $-\frac{a}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}$ тангенциальные со-
ставляющие вектора магнитной напряженности
приняты независящими от координаты x , услов-
ие (31) принимает вид

$$(\dot{H}_{1\alpha} a) \frac{1}{a} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_{1\alpha} dx = (\dot{H}_{2\alpha} a) E_{2\alpha}$$

или

$$(\dot{H}_{1\mathbf{a}} a)_{E_{1\mathbf{a},\text{cp}}} = (\dot{H}_{2\mathbf{u}} a)_{E_{2\mathbf{u}}}. \quad (32)$$

Аналогичное условие имеет место и для границы ($y=h$), отделяющей область обмотки от вспомогательного зазора

$$(\dot{\underline{H}}_{2_R} l_\Delta) \underline{E}_{2_R, \text{cp}} = (\dot{\underline{H}}_{1_R} l_\Delta) \underline{E}_{1_R}. \quad (33)$$

Из условий (32) и (33) следует, что для обеспечения непрерывности потока электромагнитной энергии через границы раздела рассматриваемых зон достаточно соединить каскадно схемы замещения отдельных зон (рис.8).

С учетом того, что результирующий магнитный поток, пронизывающий замкнутый контур l_e , проходящий через раскрытие дополнительного воздушного зазора при $y=h+h_\Delta$ (рис.2) равен нулю

$$\oint_{l_e} \underline{E} dl = \Phi - \Phi = 0, \quad (34)$$

электрическая напряженность в этом раскрытии равна нулю. Это означает, что выходные зажимы звена, моделирующего дополнительный зазор (рис.8), должны быть закорочены. Точно также, учитывая, что для контура I_p , проходящего через раскрытие усредненной зоны индуктора при $u = -h_m$ (рис.2)

$$\oint_L \underline{E} dl = 0, \quad (35)$$

значение вектора электрической напряженности в этом раскрытии равно нулю, что предопределяет шунтирование входных зажимов звена, моделирующего усредненную зону индуктора (рис.8). В результате, дифференциальная схема замещения активного объема рассматриваемой электрической машины принимает вид, представленный на рис.9. Полученная схема может быть приведена к интегральному виду посредством сопоставления

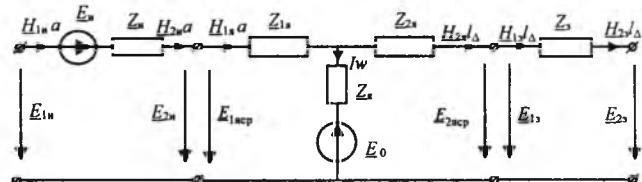


Рис.8. Каскадная схема замещения активного объема однофазного генератора

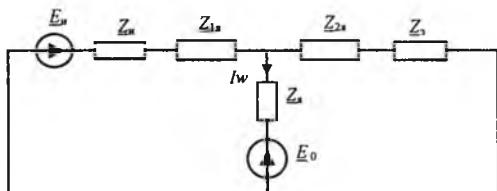


Рис.9. Дифференциальная схема замещения генератора

мощности источника энергии в звене, моделирующем объем якорной обмотки (рис.9), и мощности на выходных зажимах генератора. Для того, чтобы изменить ток I_w источника энергии в дифференциальной схеме на ток I (при сохранении на прежнем уровне напряжений на всех элементах) достаточно увеличить значения всех пассивных элементов в w раз.

Напряжение, индуцированное в якорной обмотке генератора, определяется с учетом (6), (11), (12) соотношением

$$U_0 = \frac{wpl_z}{bh} \int_0^b \int_0^h E dy = j \frac{\omega \mu_0 \delta h^2}{4} \frac{wl_z p}{3} = E_0 k_u, \quad (36)$$

В КОТОРОМ

$$k_u = \frac{wl_z p}{3};$$

p — число пар полюсов электрической машины;
 l — активная ширина пакета.

Из выражения (36) следует, что для приведения мощности источника энергии в дифференциальной схеме к выходной мощности генератора, достаточно все активные и пассивные элементы дифференциальной цепи увеличить в k_u раз, на место источника E_0 , моделирующего активный объем якорной обмотки, поместить нагрузочный элемент Z_h и неучтенные при синтезировании схемы активное сопротивление r_Φ обмотки и ее индуктивное сопротивление x_s , обусловленное потоками рассеяния в межпакетных пространствах. Окончательный вид интегральной схемы замещения синхронного однофазного генератора двойного вращения приведен на рис.10.

Выводы

1. Посредством расчета двухмерного электромагнитного поля в объеме обмотки якоря, а также расчета одномерных полей в усредненной области индуктора и в области дополнительного воздушного зазора, синтезированы дифференци-

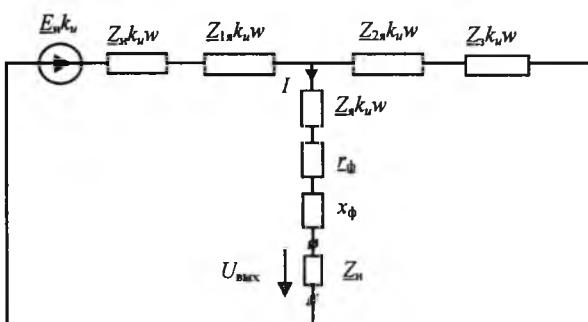


Рис.10. Интегральная схема замещения синхронного однофазного генератора двойного вращения

альные схемы замещения рассматриваются зон, на входе и выходе каждой из которых действуют электрические и магнитные напряженности, определяющие передачу электромагнитной энергии из одной зоны в другую.

2. Из условия непрерывности потока электромагнитной энергии на границах рассматриваемых

объемов, получена дифференциальная каскадная схема замещения активного объема машины, которая затем приводится к интегральному виду посредством сопоставления мощности стороннего источника дифференциальной цепи с выходной мощностью генератора.

Список литературы

1. Пат. 2081495 Россия. Однофазный синхронный генератор (варианты)/Литвинов Б.В. и др./Открытия. Изобретения. 1997. №16.

2. Литвинов Б.В., Давыденко О.Б. Схема замещения синхронной электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов высоких энергий//Электротехника. 1995. №1. С. 9–13.

Литвинов Борис Викторович — доцент кафедры теоретических основ электротехники Новосибирского государственного технического университета. Окончил электромеханический факультет Новосибирского электротехнического института в 1961 г. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование электромагнитных процессов в торцевых асинхронных машинах».

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Синтез наблюдателей состояния для статической СПР скорости двухмассового неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, электромеханического объекта

АКИМОВ Л.В., доктор техн. наук, проф., КОЛОТИЛО В.И., инж., МАРКОВ В.С., инженеры.

Харьковский ГПУ

Для восстанавливаемой части статической системы подчиненного регулирования неустойчивым двухмассовым электромеханическим объектом с ПД²- или ПИП²-регуляторами скорости синтезированы легко реализуемые наблюдатели полного порядка с полностью и неполностью управляемыми полюсами, идентифицирующие две составляющие динамического тока электропривода, введение которых в цепь обратной связи взамен полного тока двигателя приводит к появлению астатизма по управлению и возмущению, не влияя на быстродействие исходной структуры. Даны аналитические зависимости для коэффициентов коррекции в наблюдателях и проведен анализ результатов исследования предложенных схем на математических моделях.

В [1] синтезированы ПД²- и ПИП²-регуляторы скорости (РС) с традиционным ПИ-регулятором тока (РТ) в составе системы подчиненного регулирования (СПР) двухмассовым электромеханическим объектом (ДЭМО), исходно неустойчивым в силу влияния отрицательного вязкого трения (ОВТ). При указанных типах РС удается предотвратить колебания тока и скорости, вызванные наличием упругости с жесткостью C_{12} , и обеспечить необходимое качество переходных

процессов в системе, склонной к автоколебательным режимам [2] из-за нелинейного характера нагрузки,

$$M_c = M_{c0} \pm \beta_c \omega_2, \quad (1)$$

где ω_2 — скорость второй массы, т.е. механизма, с^{-1} ; β_c — коэффициент жесткости механической характеристики нагрузки, $\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$; M_{c0} — постоянная составляющая нагрузки, $\text{Н}\cdot\text{м}$.

Однако данная статическая СПР скорости одновременно с присущим ей повышенным быст-

родействием имеет ошибки по управляющему $\Delta\omega_u$ и возмущающему $\Delta\omega_{ct}$ воздействиям.

В первой строке таблицы для последующего сравнения даны динамические показатели рассматриваемой системы с параметрами, приведенными в [1], при ударном приложении нагрузки M_{c0} . При этом приняты обозначения: $\Delta\omega_{1\text{дин}}$, $\Delta\omega_{2\text{дин}}$ — максимальные значения динамической ошибки первой (двигателя) и второй (механизма) масс для первых двух колебаний, указанные дробью, с^{-1} ; $t_{\Delta\omega 1}$, $t_{\Delta\omega 2}$ — время наступления первых двух максимумов динамических ошибок, с ; $t_{\text{вост}}$ — время восстановления скорости, с .

Используя идеи [3,4], предлагаем дополнить статическую СПР наблюдателями состояния (НС), чтобы без потери быстродействия придать ей астатизм по обоим воздействиям за счет замены обратной связи (о.с.) по полному току двигателя I связью по результирующему динамическому току $\hat{I}_{\text{дин}\Sigma}$, восстановленному наблюдателем.

Целью работы является синтез различных, легко реализуемых, НС полного по отношению к восстанавливаемой части объекта порядка n с полностью n или частично $m < n$ управляемыми полюсами их характеристических полиномов для статической СПР скорости неустойчивого ДЭМО, что способствует ликвидации в ней статических ошибок при сохранении повышенного быстродействия в отработке управляющего и возмущающего воздействий за счет замыкания обратными связями через наблюдатель.

Обоснование замены обратной связи по полному току двумя связями по составляющим динамического тока

Рассмотрим в начале традиционную СПР скорости одномассовым электроприводом с П-РС [5]. В [6] предложено для повышения быстродействия по каналу управления данной однократноинтегрирующей системы заменить обратную связь по полному току I связью по его динамической со-

ставляющей $I_{\text{дин}}$. Это способствует увеличению быстродействия СПР скорости в два раза.

Важно отметить, что одновременно с увеличением быстродействия система с обратной связью по $I_{\text{дин}}$ приобретает астатизм $v=1$ по возмущающему воздействию [4,7], так как имеет соответствующую передаточную функцию

$$W_{Mc}(p) = -\frac{\omega(p)}{M_c(p)} = -\frac{R_3}{(C\Phi)^2 T_m} \frac{8T_\mu^2 p(T_\mu p + 1)}{(8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1)}.$$

Для ДЭМО уравнения движения для первой J_1 и второй J_2 масс имеют вид:

$$M - M_{12} = J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \quad M_{12} - M_c = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \quad (2)$$

где M_{12} — момент упругого взаимодействия между движущимися массами, $\text{Н}\cdot\text{м}$.

Объединим оба уравнения (2) и при постоянном магнитном потоке двигателя $(C\Phi)=\text{const}$ найдем результирующий динамический ток

$$I_{\text{дин}\Sigma} = \frac{1}{(C\Phi)} \left(J_1 \frac{d\omega_1}{dt} + J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \right) = I_{\text{дин}1} + I_{\text{дин}2}. \quad (3)$$

Из уравнения (3) следует, что аналогом связи по динамическому току в одномассовом электроприводе являются две связи по составляющим динамического тока $I_{\text{дин}1}$ и $I_{\text{дин}2}$ в ДЭМО. Эти связи показаны в верхней части рис.1 пунктиром, где представлена исследуемая здесь СПР скорости ДЭМО, исходно неустойчивого в силу влияния ОВТ.

Для определения астатизма v данной системы найдены ее передаточные функции по управляющему $U_{3C}(t)$ и возмущающему $M_{c0}(t)$ воздействиям. Они имеют вид:

$$\begin{cases} W_u(p) = \frac{\omega_2(p)}{U_{3C}(p)} = \frac{N_1(p)}{D(p)}; \quad W_u(0) = \frac{N_2(0)}{D(0)} = \frac{1}{K_{DC}}; \\ W_{Mc0}(p) = -\frac{\omega_2(p)}{U_{c0}(p)} = -p \frac{N_2(p)}{D(p)}; \quad W_{Mc0}(0) = 0, \end{cases} \quad (4)$$

СПР неустойчивым ДЭМО с ПИП ² -РС и ПИ-РТ		Показатели переходных процессов						
		$\Delta\omega_u, \text{с}^{-1}$	$\Delta\omega_{ct}, \text{с}^{-1}$	$\Delta\omega_{1\text{дин}}, \text{с}^{-1}$	$t_{\Delta\omega 1}, \text{с}$	$\Delta\omega_{2\text{дин}}, \text{с}^{-1}$	$t_{\Delta\omega 2}, \text{с}$	$t_{\text{вост}}, \text{с}$
Статическая с о.с. по ω_1 и I без НС	-3,54	-3,129	$\frac{-4,3}{-3,0}$	$\frac{0,15}{0,25}$	$\frac{-5,1}{-2,8}$	$\frac{0,09}{0,2}$	0,7	
Астатическая по управлению и возмущению	С о.с по ω_1 и $I_{\text{дин}\Sigma}$ без НС	0	0	$\frac{2}{-2,1}$	$\frac{0,04}{0,13}$	$\frac{-3,8}{1,2}$	$\frac{0,06}{0,17}$	0,7
	С НС4 о.с. по ω_1 и $\hat{I}_{\text{дин}\Sigma}$	0	0	$\frac{12,5}{-12}$	$\frac{0,03}{0,06}$	$\frac{-2,8}{1,8}$	$\frac{0,035}{0,23}$	0,56
	С НС3 о.с. по ω_1 и $\hat{I}_{\text{дин}\Sigma}$	0	0	$\frac{7}{-5,8}$	$\frac{0,03}{0,06}$	$\frac{-2,5}{1}$	$\frac{0,04}{0,24}$	0,7
	С НС2 о.с по ω_1 и $\hat{I}_{\text{дин}\Sigma}$	0	0	$\frac{0,8}{-2,6}$	$\frac{0,03}{0,3}$	$\frac{-4,5}{0,5}$	$\frac{0,08}{0,24}$	0,7

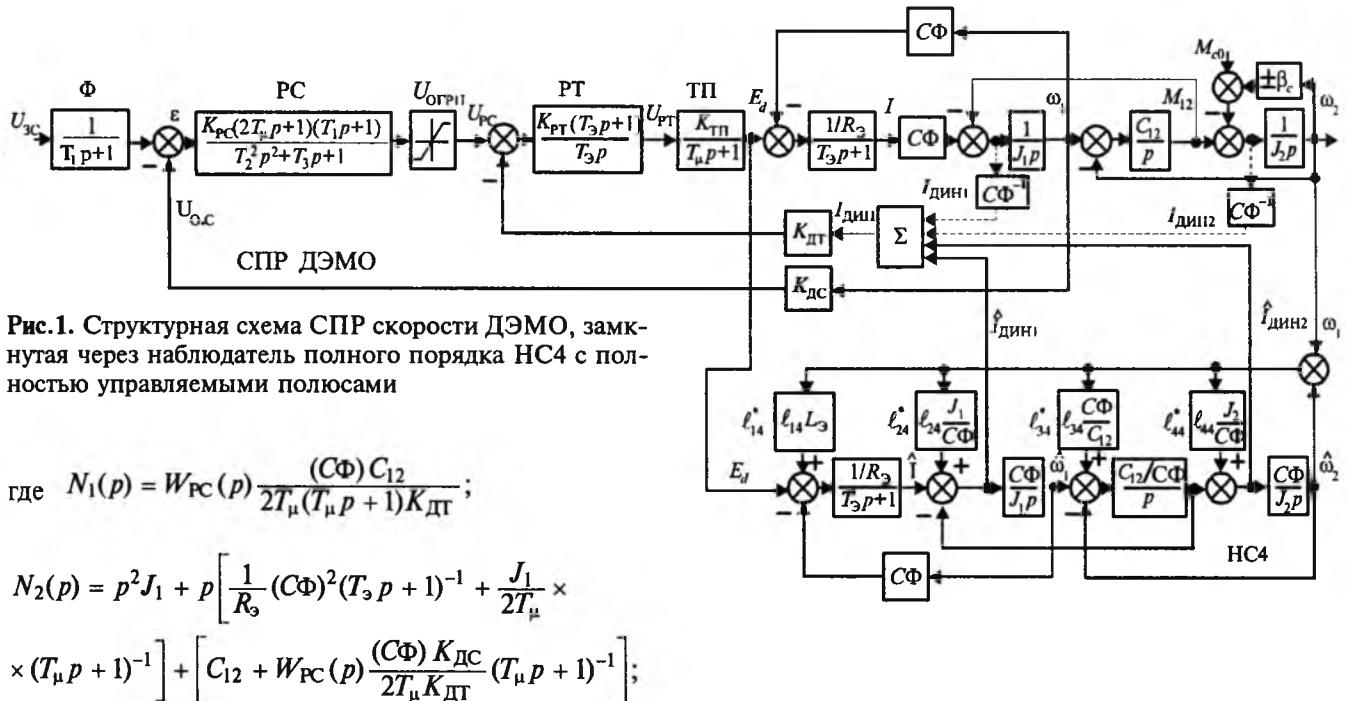


Рис.1. Структурная схема СПР скорости ДЭМО, замкнутая через наблюдатель полного порядка НС4 с полностью управляемыми полюсами

$$\text{где } N_1(p) = W_{\text{PC}}(p) \frac{(C\Phi) C_{12}}{2T_\mu (T_\mu p + 1) K_{\text{ДТ}}};$$

$$N_2(p) = p^2 J_1 + p \left[\frac{1}{R_3} (C\Phi)^2 (T_3 p + 1)^{-1} + \frac{J_1}{2T_\mu} \times \right. \\ \left. \times (T_\mu p + 1)^{-1} \right] + \left[C_{12} + W_{\text{PC}}(p) \frac{(C\Phi) K_{\text{ДС}}}{2T_\mu K_{\text{ДТ}}} (T_\mu p + 1)^{-1} \right];$$

$$D(p) = p^4 J_1 J_2 + p^3 \left[\frac{\beta_c J_1 J_2}{T_3} + \frac{1}{R_3} J_2 (C\Phi)^2 + \frac{1}{2T_\mu} \times \right. \\ \left. \times J_1 J_2 (C\Phi) (T_\mu p + 1)^{-1} \right] + p^2 \left[\beta_c \frac{1}{R_3} (C\Phi)^2 \times \right. \\ \left. \times (T_3 p + 1)^{-1} + \beta_c \frac{1}{2T_\mu} J_1 (C\Phi) (T_\mu p + 1)^{-1} + C_{12} J_\Sigma + \right. \\ \left. + W_{\text{PC}}(p) \frac{K_{\text{ДС}} (C\Phi)}{2T_\mu K_{\text{ДТ}}} J_2 (T_\mu p + 1)^{-1} \right] + p \left[\frac{1}{2T_\mu} (C\Phi) C_{12} \times \right. \\ \left. \times J_2 (T_\mu p + 1)^{-1} + \beta_c C_{12} + W_{\text{PC}}(p) \beta_c \frac{K_{\text{ДС}} (C\Phi)}{2T_\mu K_{\text{ДТ}}} (T_\mu p + 1)^{-1} + \right. \\ \left. + C_{12} \frac{1}{R_3} (C\Phi)^2 (T_3 p + 1)^{-1} + C_{12} \frac{(C\Phi)}{2T_\mu} J_1 (T_\mu p + 1)^{-1} \right] + \\ + W_{\text{PC}}(p) \frac{(C\Phi) C_{12} K_{\text{ДС}}}{2T_\mu K_{\text{ДТ}} (T_\mu p + 1)}; \quad J_\Sigma = J_1 + J_2.$$

Анализ (4) показывает, что замена обратной связи по полному току двигателя I двумя связями по составляющим динамического тока $I_{\text{дин1}}$ и $I_{\text{дин2}}$ делает систему рис.1 астатической первого порядка ($v=1$) как по каналу управления, так и по каналу возмущения. При этом сохраняется повышенное быстродействие, которым характеризуется статическая система.

В связи с этим и возникает необходимость в идентификации значений $I_{\text{дин1}}$ и $I_{\text{дин2}}$ с помощью НС.

Синтез наблюдателя НС4 полного порядка, управляемого ЭДС преобразователя

Статическая СПР скорости неустойчивым ДЭМО, показанная на рис.1, имеет восьмой по-

рядок ($n=8$) и может быть в общем виде представлена в пространстве состояния вектором переменных $X_8 = [U_{1\text{PC}} \ U_{2\text{PC}} \ U_{\text{ИТ}} \ E_d \ I \ \omega_1 \ M_{12} \ \omega_2]^T$, где $U_{1\text{PC}}$, $U_{2\text{PC}}$, $U_{\text{ИТ}}$ — искусственно вводимые координаты для РС и РТ.

Для упрощения структуры НС и уменьшения коэффициентов корректирующих связей синтезируем его только для электромеханической силовой части электропривода. При этом в качестве управляющего воздействия примем ЭДС преобразователя E_d , а оценку работы наблюдателя с полностью управляемыми полюсами осуществим по скорости ω_2 второй массы. В этом случае для восстанавливаемой части объекта, имеющей порядок $n=4$, вектор состояния может быть представлен в виде $X_4 = [I \ \omega_1 \ M_{12} \ \omega_2]^T$. Тогда матрицы состояния A_n , управления B_{nn} , возмущения B_{mn} и выхода C_n представляются как:

$$A_4 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_3} & -\frac{C\Phi}{L_3} & 0 & 0 \\ \frac{C\Phi}{J_1} & 0 & -\frac{1}{J_1} & 0 \\ 0 & C_{12} & 0 & -C_{12} \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_2} & \pm \frac{\beta_c}{J_2} \end{bmatrix}; \quad B_{44} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \\ B_{m4} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_2} \end{bmatrix}; \quad C_4 = [0 \ 0 \ 0 \ 1]. \quad (5)$$

Примем матрицу модальной обратной связи в НС4 $L_4 = [\ell_{14} \ \ell_{24} \ \ell_{34} \ \ell_{44}]^T$ и в соответствии с методикой синтеза [8] найдем характеристический полином наблюдателя

$$\begin{aligned}
 H_4(p) = & \det[pI - A_4 + L_4 C_4] = p^4 + p^3 \left(\ell_{44} + \frac{1}{T_3} \pm \frac{\beta_c}{J_2} \right) + \\
 & + p^2 \left[\Omega_{12}^2 + \Omega_{0_{\text{дв}}}^2 + \frac{1}{J_2} \ell_{34} + \frac{1}{T_3} \left(\ell_{44} \pm \frac{\beta_c}{J_2} \right) \right] + \\
 & + p \left[\frac{\Omega_{12}^2}{T_3} + \frac{C_{12}}{J_2} \ell_{24} + \frac{1}{T_3 J_2} \ell_{34} + \left(\Omega_{12}^2 \frac{\gamma - 1}{\gamma} + \Omega_{0_{\text{дв}}}^2 \right) \times \right. \\
 & \times \left. \left(\ell_{44} \pm \frac{\beta_c}{J_2} \right) \right] + \left[\frac{C_{12}}{J_2} \Omega_{0_{\text{дв}}}^2 \ell_{34} + \frac{C_{12}(C\Phi)}{J_1 J_2} \ell_{14} + \frac{C_{12}}{J_2 T_3} \ell_{24} + \right. \\
 & \left. + \frac{C_{12}}{J_1 T_3} \left(\ell_{44} \pm \frac{\beta_c}{J_2} \right) \right]. \quad (6)
 \end{aligned}$$

Для придания НС4 желаемых динамических свойств зададимся распределением полюсов по Баттерворту четвертого порядка [9]

$$H_{4x}(p) = p^4 + 2,6\omega_{0_{\text{н}}} p^3 + 3,4\omega_{0_{\text{н}}}^2 p^2 + 2,6\omega_{0_{\text{н}}}^3 p + \omega_{0_{\text{н}}}^4, \quad (7)$$

где $\omega_{0_{\text{н}}}$ — среднегеометрический корень НС4, принимаемый равным

$$\omega_{0_{\text{н}}} = K\omega_{0_i}, \quad K \in [2 \div 5], \quad (8)$$

в котором ω_{0_i} соответствует значению среднегеометрического корня исходной СПР скорости [1].

Из сравнения коэффициентов при одинаковых степенях p уравнений (6) и (7) найдены аналитические выражения для коэффициентов корректирующих обратных связей матрицы L_4 :

$$\begin{aligned}
 \ell_{14} = & \frac{J_1 + J_2}{\Omega_{12}^2(C\Phi)} \left[\omega_{0_{\text{н}}}^4 - \frac{\Omega_{12}^2}{\gamma} \left(\frac{1}{T_3} \ell_{24} + \Omega_{0_{\text{дв}}}^2 \ell_{34} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{\Omega_{12}^2(\gamma - 1)}{\gamma T_3} \left(2,6 \omega_{0_{\text{н}}} - \frac{1}{T_3} \right) \right]; \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \ell_{24} = & \frac{J_2}{C_{12}} \left[2,6 \omega_{0_{\text{н}}}^3 - \frac{\Omega_{12}^2}{T_3} - \frac{1}{T_3 J_2} \ell_{34} - \right. \\
 & \left. - \left[\Omega_{0_{\text{дв}}}^2 + \Omega_{12}^2 \frac{\gamma - 1}{\gamma} \right] \left(2,6 \omega_{0_{\text{н}}} - \frac{1}{T_3} \right) \right]; \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$\ell_{34} = J_2 \left[3,4 \omega_{0_{\text{н}}}^2 - (\Omega_{12}^2 + \Omega_{0_{\text{дв}}}^2) - \frac{1}{T_3} \left(2,6 \omega_{0_{\text{н}}} - \frac{1}{T_3} \right) \right]; \quad (11)$$

$$\ell_{44} = 2,6 \omega_{0_{\text{н}}} - \frac{1}{T_3} \pm \frac{\beta_c}{J_2}, \quad (12)$$

где $\Omega_{12} = \sqrt{C_{12}\gamma/J_2}$ — резонансная частота упругих колебаний, с^{-1} ; $\Omega_{0_{\text{дв}}} = \sqrt{1/T_m T_3}$ — частота неодемптиранных колебаний в двигателе, с^{-1} ; $T_m = J_1 R_3 / (C\Phi)^2$ — электромеханическая постоянная времени двигателя, с ; T_3 — электромагнитная постоянная времени якорной цепи, с ; $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ — параметр, характеризующий соотношение масс.

Из соотношений (9)–(12) можно видеть несущественное влияние вязкого трения β_c любого знака только на значение коэффициента ℓ_{44} матрицы L_4 , которое к тому же может быть дополнительно ослаблено соответствующим выбором среднегеометрического корня $HC4 \omega_{0_{\text{н}}}$.

В связи с этим на основании уравнения [8]

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{X}}_4(t) &= (A_4 - L_4 C_4) \hat{X}_4(t) + L_4 Y_4(t) + B_{u4} U_y(t); \\
 U_y(t) &= E_d(t) \quad (13)
 \end{aligned}$$

с учетом уравнения (3) в нижней части рис.1 представлена структурная схема НС4 без учета β_c в характере нагрузки для СПР с ПИП²-РС или ПД²-РС и апериодическим фильтром второго порядка неустойчивым ДЭМО и показаны обратные связи по восстановленным значениям двух составляющих динамического тока $\hat{I}_{\text{дин1}}$ и $\hat{I}_{\text{дин2}}$, заведенные в исходную систему от наблюдателя.

Ранее установлено [10], что если структура и параметры стационарного объекта точно воспроизводятся НС, то введение обратных связей в исходную систему по восстановленным координатам \hat{X} ($\hat{I}_{\text{дин1}}$ и $\hat{I}_{\text{дин2}}$) эквивалентно ее замыканию по реальным координатам X , т.е. по $I_{\text{дин1}}$ и $I_{\text{дин2}}$.

Таким образом, система рис.1 приобретает астатизм $v=1$ как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям и не имеет соответствующих ошибок $\Delta\omega_u$ и $\Delta\omega_{\text{ст}}$.

Синтез наблюдателя НС3 полного порядка управляемого током двигателя

Осуществим последующее упрощение наблюдателя за счет понижения его порядка. Примем вектор переменных состояния X исходной СПР в виде $X_3 = [\omega_1 \ M_{12} \ \omega_2]^T$, т.е. допустим его управление воздействием, пропорциональным току двигателя, а оценку работы по-прежнему осуществим по скорости ω_2 .

В данном случае восстанавливаемая часть исходной СПР имеет порядок $n = 3$, что послужило основанием обозначать наблюдатель НС3, в котором за счет модальной обратной связи с матрицей $L_3 = [\ell_{13} \ \ell_{23} \ \ell_{33}]^T$ обеспечивается управление тремя полюсами.

Для восстанавливаемой части системы необходимые для синтеза НС3 матрицы имеют вид:

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_1} & 0 \\ C_{12} & 0 & -C_{12} \\ 0 & \frac{1}{J_2} & 0 \end{bmatrix}; \quad B_{u3} = \begin{bmatrix} \frac{C\Phi}{J_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$B_{m3} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_2} \end{bmatrix}; \quad C_3 = [0 \ 0 \ 1], \quad (14)$$

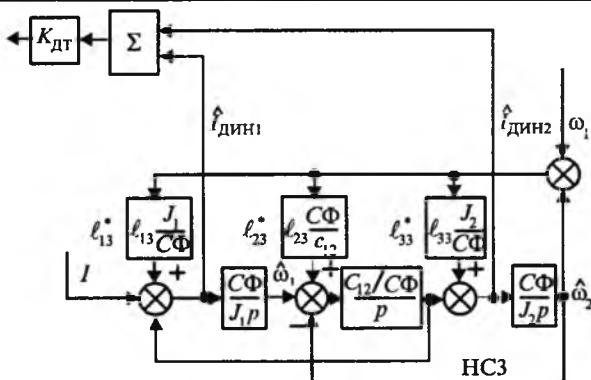


Рис.2. Наблюдатель полного порядка HC3 с полностью управляемыми полюсами

причем в матрице A_3 сразу сделано пренебрежение мало влияющим на поведение наблюдателя вязким трением с коэффициентом $\pm\beta$.

Характеристический полином HC3 принимает вид

$$H_3(p) = p^3 + p^2\ell_{33} + p\left(\Omega_{12}^2 + \frac{1}{J_2}\ell_{23}\right) + \left(\frac{C_{12}}{J_1}\ell_{33} + \frac{C_{12}}{J_2}\ell_{13}\right). \quad (15)$$

Как и в предыдущем случае, зададимся желаемым нормированным распределением по Баттерворту теперь уже третьего порядка [9]

$$H_{3ж}(p) = p^3 + 2\omega_{0H}p^2 + 2\omega_{0H}^2p + \omega_{0H}^3 \quad (16)$$

и из сравнения соответствующих коэффициентов уравнений (15) и (16) определим аналитические выражения для составляющих матрицы L_3 в виде:

$$\ell_{13} = \frac{J_2}{C_{12}}\left(\omega_{0H}^3 - \frac{C_{12}}{J_1}\ell_{33}\right); \quad (17)$$

$$\ell_{23} = J_2(2\omega_{0H}^2 - \Omega_{12}^2); \quad (18)$$

$$\ell_{33} = 2\omega_{0H}. \quad (19)$$

Следуя уравнению наблюдателя (13) при $U_y(t) = I(t)$, на рис.2 с учетом уравнения (3) представлена синтезированная схема HC3, возможность использования которой взамен HC4 способствует не только сохранению указанных ранее астатических свойств системы, замкнутой через наблюдатель полного порядка с полностью управляемыми полюсами, но и приводит к упрощению его структуры и уменьшению коэффициентов модальной обратной связи в нем. Это облегчает его реализацию на современной элементной базе.

Наблюдатель с неполностью управляемыми полюсами HC2

Синтез наблюдателя полного, для восстановления части системы рис.1, порядка $n=4$ с

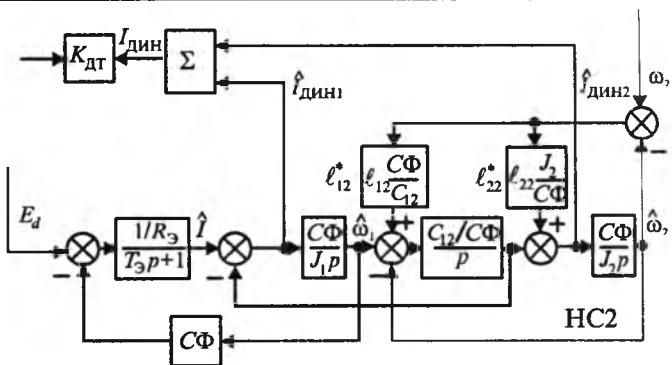


Рис.3. Наблюдатель HC2 с двумя управляемыми полюсами

двумя управляемыми полюсами $m=2$ выполнен в соответствии с методикой, изложенной в [11], по векторно-матричному уравнению

$$\dot{\hat{X}}_n = A_n \hat{X}_n + L_m(Y_m - C_m \hat{X}_m) + B_{un} U_y(t); \\ U_y(t) = E_d(t), \quad (20)$$

где в качестве упрощенного вектора состояния \hat{X}_m и матрицы модальной обратной связи в HC L_m приняты: $\hat{X}_m = [M_{12} \omega_2]^T$; $L_2 = [\ell_{12} \ell_{22}]^T$.

Определение элементов матрицы L_2 подчинено при этом известному правилу [8], в основе которого лежит равенство характеристического уравнения управляемой части наблюдателя одному из желаемых стандартных распределений. Правило записывается в виде

$$H_m(p) = \det[pI - A^* + L_m C_m] = H_{т.ж}(p), \quad (21)$$

в котором матрица состояния A^* отвечает управляемой части наблюдателя размерности $m \times m$, соответствующей вектору \hat{X}_m .

В данном случае матрицы A^* и выхода C_m имеют вид:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -C_{12} \\ \frac{1}{J_2} & 0 \end{bmatrix}; \quad C_m = [0 \ 1]. \quad (22)$$

При желаемом распределении по Баттерворту

$$H_{2ж}(p) = p^2 + 1,41\omega_{0H}p + \omega_{0H}^2 \quad (23)$$

на основании уравнения (21) находятся выражения для определения элементов корректирующей связи $L_m = L_2$ в наблюдателе HC2

$$\ell_{12} = J_2\left(\omega_{0H}^2 - \frac{C_{12}}{J_2}\right); \quad \ell_{22} = 1,41\omega_{0H}. \quad (24)$$

Следует отметить, что синтез структуры HC2 выполняется по уравнению (20) для полного вектора X_n , составной частью которого является введенный в рассмотрение вектор \hat{X}_m .

Наблюдатель HC2 полного порядка с двумя управляемыми полюсами приведен на рис.3.

Математическое моделирование

Компьютерные исследования СПР для неустойчивого ДЭМО с синтезированными наблюдателями НС4, НС3 и НС2 проводились с помощью пакета MATLAB для электропривода с параметрами, указанными в [1] при номинальной скорости и токе двигателя $\omega_n = 157 \text{ с}^{-1}$, $I_n = 400 \text{ А}$ и $\beta_c = -100 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$, $J_1 = J_2 = 10 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $T_s = 0,079 \text{ с}$, $(\text{СФ}) = 2,68 \text{ В}\cdot\text{с}$, $\gamma = 2$, $C_{12} = 5000 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$, $\Omega_{12}^2 = 10^3 \text{ с}^{-2}$, $\Omega_{0\text{дв}}^2 = 52,2 \text{ с}^{-2}$, а также среднегеометрическом корне системы $\omega_{0i} = 25,09 \text{ с}^{-1}$.

Для всех наблюдателей было принято одно значение среднегеометрического корня $\omega_{0n} = 4\omega_{0i} = 100 \text{ с}^{-1}$, при котором для коэффициентов матриц L_i^* с учетом уравнения (3) получены выражения:

$$\text{НС4; } L_4^*; \quad \ell_{14}^* = \ell_{14} L_3 = 3550; \quad \ell_{24}^* = \frac{\ell_{24} J_1}{\text{СФ}} = 15450;$$

$$\ell_{34}^* = \ell_{34} \frac{C\Phi}{C_{12}} = 160; \quad \ell_{44}^* = \ell_{44} \frac{J_2}{C\Phi} = 922;$$

$$\text{НС3; } L_3^*; \quad \ell_{13}^* = \frac{\ell_{13} J_1}{C\Phi} = 6710; \quad \ell_{23}^* = \ell_{23} \frac{C\Phi}{C_{12}} = 102;$$

$$\ell_{33}^* = \ell_{33} \frac{J_2}{C\Phi} = 747;$$

$$\text{НС2; } L_2^*; \quad \ell_{12}^* = \ell_{12} \frac{C\Phi}{C_{12}} = 51; \quad \ell_{22}^* = \ell_{22} \frac{J_2}{C\Phi} = 526.$$

Прежде всего было проведено исследование исходной СПР без НС со связями по составляющим динамического тока $I_{\text{дин1}}$ и $I_{\text{дин2}}$, которые изображены на рис.1 пунктиром. На рис.4 показаны:

а) процесс разгона системы от задатчика интенсивности при сложной нелинейной нагрузке электропривода, включающей участки с отрицательным вязким трением, предопределяющие исходную неустойчивость ДЭМО [1]; б) характер изменения ошибки по управлению $\varepsilon = U_{\text{sc}} - U_{\text{oc}}$; в) переходные характеристики ошибки скорости первой $\Delta\omega_1$ и второй $\Delta\omega_2$ масс при действии на электропривод возмущения вида $M_c = M_{c0} = \text{const}$.

На приведенных осциллограммах виден про-

цесс управления, в котором отсутствуют колебания, связанные с упругостью, и автоколебательные режимы, обусловленные нелинейным характером нагрузки. Кроме того, осциллограммы рис.4, б, в подтверждают достигнутый в системе астатизм $v=1$ по управляющему ($\Delta\omega_u = 0$, $\varepsilon = 0$) и возмущающему ($\Delta\omega_{\text{ст}} = 0$) воздействиям. Полученные динамические показатели процессов в данном случае помещены на второй строке таблицы. Они могут быть приняты в качестве эталонных для системы с различными НС.

На рис.5, а, б, в показаны переходные характеристики ошибок $\Delta\omega_1$ и $\Delta\omega_2$ в системе рис.1, соответственно с наблюдателями НС4, НС3 и НС2. Динамические показатели этих процессов даны в третьей, четвертой и пятой строках таблицы. Система вне зависимости от используемого наблюдателя приобрела астатизм $v=1$ по управлению и возмущению, что отчетливо видно из представленных процессов, а также из переходной характеристики ошибки по управлению рис.5, г. При этом процессы управления (см. рис.5, д, е, ж) системой с нелинейной нагрузкой и вариацией в четыре раза момента инерции второй массы $J_2 = (5 \div 20) \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ остались тождественны процессам в исходной СПР без НС, приведенным в [1].

Сопоставительный анализ результатов исследований, помещенных в таблице, показывает, что наблюдатели НС4 и НС3 имеют практически одинаковые показатели переходных процессов по возмущению при некотором увеличении быстродействия восстановления скорости в системе с НС4 ($t_{\text{вост}} = 0,56 \text{ с}$) по сравнению с НС3, где $t_{\text{вост}} = 0,7 \text{ с}$. Оба наблюдателя способствуют уменьшению максимальной динамической ошибки $\Delta\omega_{2\text{дин}}$ на валу механизма по отношению к исходной системе в два раза. Это убеждает в том, что при отсутствии жестких требований к времени восстановления скорости ω_2 нужно отдать предпочтение наблюдателю НС3, управляемому током якоря двигателя, как более простому в реализации и имеющему меньшие значения коэффициентов корректирующей модальной обратной связи.

Нельзя не отметить простоту наблюдателя НС2. СПР скорости с НС2 имеет несколько большее

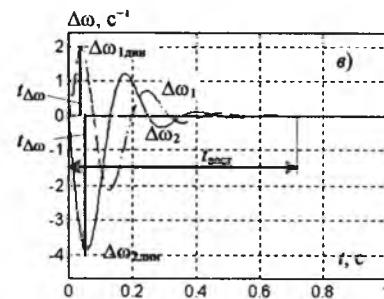
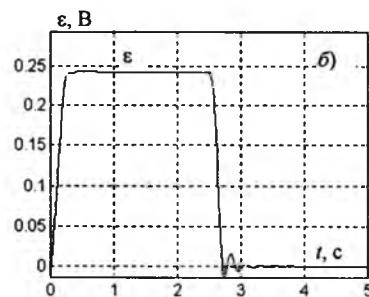
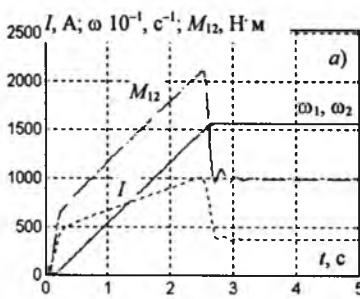


Рис.4. Переходные процессы в СПР скорости ДЭМО с влиянием ОВТ при обратных связях по составляющим динамического тока

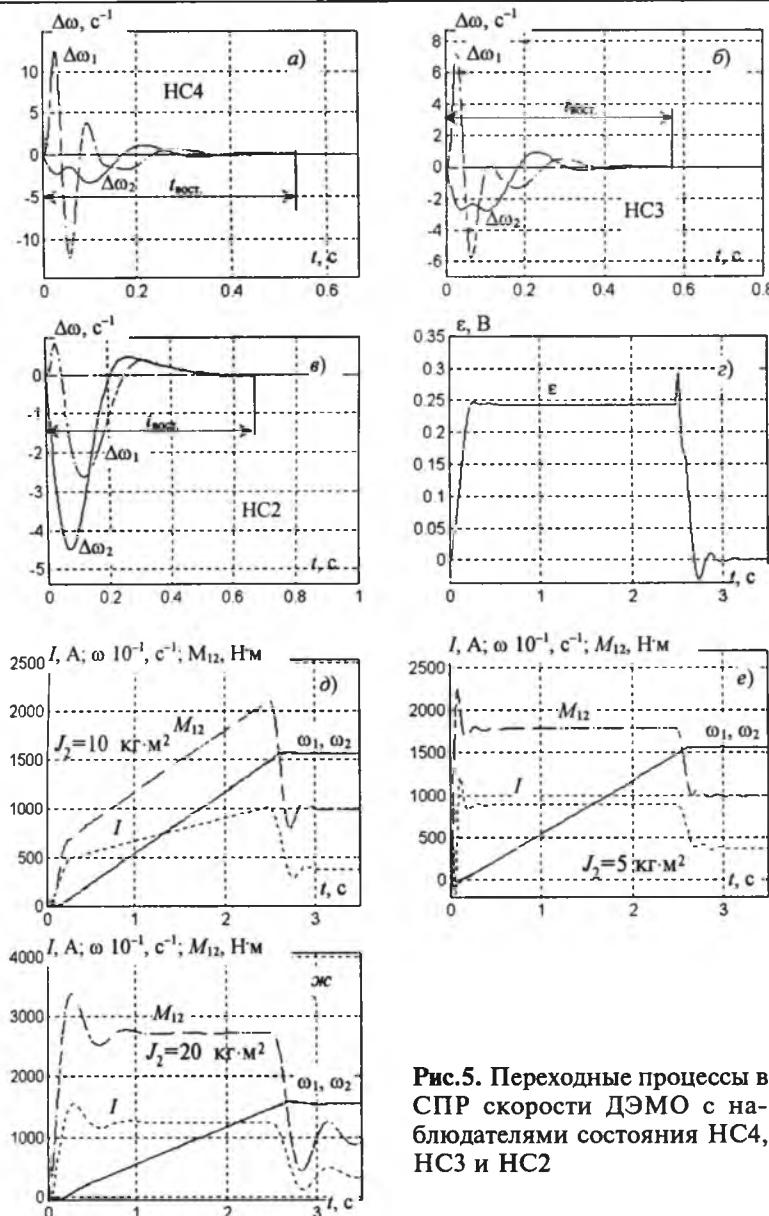


Рис.5. Переходные процессы в СПР скорости ДЭМО с наблюдателями состояния HC4, HC3 и HC2

значение динамической просадки скорости $\Delta\omega_{2\text{дин}} = -4,5 \text{ c}^{-1}$. Однако $\Delta\omega_{2\text{дин}}$ все же меньше, чем в системе без НС, где оно равно $-5,1 \text{ c}^{-1}$. К тому же система с HC2 оказывается более устойчивой к изменениям момента инерции второй массы. В данном случае они превышают указанное ранее значение в четыре раза.

Таким образом, полученные результаты убеждают в эффективности использования предложенных здесь наблюдателей для улучшения статических и динамических характеристик электроприводов с упругой механической частью, в нелинейном характере нагрузки которых имеются участки с отрицательным вязким трением, приводящие к неустойчивости объекта управления.

Выводы

1. Синтезированы наблюдатели состояния HC4 и HC3 полного порядка с полностью управляемыми полюсами и наблюдатель HC2 с двумя управляемыми полюсами, соответствующие восста-

навливаемым частям ДЭМО, и показана эффективность их использования для получения астатизма первого порядка в исходно статической СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, двухмассового объекта. Это способствует ликвидации статических ошибок по управляемому и возмущающему воздействиям при сохранении быстродействия, которым характеризуется система с ПД² или ПИП²-РС.

2. Наблюдатели имеют малые значения коэффициентов модальной обратной связи, что облегчает их реализацию. Они способствуют снижению до двух раз динамической просадки скорости механизма при уменьшении (HC4) или сохранении (HC3 и HC2) неизменным времени ее восстановления.

3. Синтезированные структуры сохраняют устойчивость и необходимое качество переходных процессов не только при значительном изменении коэффициента вязкого трения от отрицательных до положительных значений, но и вариацию момента инерции второй массы, т.е. механизма, в четыре раза.

Список литературы

- Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез статической СПР скорости двухмассового неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта методом полиномиальных уравнений // Электротехника. 1999. № 3.
- Клепиков В.Б., Осичев А.В. Определение границ устойчивости электропривода с отрицательным вязким трением и с учетом упругости кинематической цепи // Электричество. 1989. № 1.
- Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез наблюдателей состояния для статической СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта // Электротехника. 1999. № 3.
- Акимов Л.В., Колотило В.И., Коцегуб П.Х. Использование наблюдателя пониженного порядка для повышения астатизма по возмущению СПР скорости и положения // Вестник Донецкого технического университета, 1999.
- Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными приводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
- Шипилло В.П. Автоматизированный вентильный электропривод. М.: Энергия, 1969.
- Коцегуб П.Х. Синтез вентильных приводов постоянного тока. Киев: ИЗМН, 1997.
- Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. С-Пб.: Энергоатомиздат, 1992.
- Красовский А.А., Поступов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.: Госэнергоиздат, 1962.

10. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982.

11. Акимов Л.В., Колотило В.И., Шамардина В.Н. Обобщенный наблюдатель для систем подчиненного регулирования скорости тиристорных электроприводов с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью//Электротехника. 1999. № 5.

Акимов Леонид Владимирович — профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института (ныне ХГПУ) в 1961 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Теория, алгорит-

мизация проектирования и создания оптимальных по быстродействию электроприводов при ограничениях координат и идеализированном управлении" в МЭИ.

Колотило Виталий Иванович — аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет ХГПУ в 1996 г.

Марков Владислав Сергеевич — аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет ХГПУ в 1994 г.

ИЗОЛЯЦИОННАЯ ТЕХНИКА

Композиционные материалы на основе слюдопластовой бумаги и полимерной пленки

АНДРЕЕВ А.М., ВАКСЕР Н.М., кандидаты техн. наук, КУИМОВ И.Е., чл.-кор. РАЭН, ПАК В.М., СТАРОВОЙТЕНКОВ В.В., кандидаты техн. наук

СПбГТУ, АО «Элипсар»

Представлены основные результаты исследований композиционных материалов на основе слюдопластовой бумаги и полиэтилентерефталатной пленки. Определены кратковременная и длительная электрическая прочность пленок и композиций. Установлено, что введение полимерной пленки в состав композиции увеличивает ее долговечность. Измерение интенсивности частичных разрядов позволило установить корреляционную связь между долговечностью и характеристиками ЧР.

Повышение долговечности изоляции электрических машин высокого напряжения и увеличение их рабочей нагрузки идет путем оптимизации ее состава, в частности, за счет использования слюдобумаг повышенной плотности [1]. Имеются также данные о введении в слюдяные композиции полимерной пленки с целью повышения кратковременной электрической прочности изоляции высоковольтных двигателей, работающих с многократными коммутациями. Однако влияние полимерной пленки на долговечность изоляции при воздействии электрического поля (длительная электрическая прочность) оставалось неисследованным, что ограничивает возможности использования перспективной конструкции изоляции.

Задачей работы явилось исследование длительной электрической прочности композиционных материалов на основе слюдопластовой бумаги и полиэтилентерефталатной пленки ПЭТ-Э и установление возможности диагностики их по характеристикам ЧР.

Исследования проводились на 4—5-слойных образцах композиционных материалов различного состава, условно обозначаемых как СПМ и СМП-2:

— СПМ (базовый материал) представляет собой пропитанную и термоотверженную композицию из четырех чередующихся слоев стеклоткани и слюдопластовой бумаги с общей толщиной 0,23—0,25 мм, в качестве пропитывающего состава использовался эпоксиноволачный лак;

— СМП-2 отличается от базового варианта тем, что вводится дополнительный центральный слой из пленки ПЭТ-Э толщиной 0,030 мм, общая толщина композиции 0,26—0,28 мм.

Выбору пленки для введения в композицию предшествовали исследования пленок ПЭТ-Э отечественного производства толщиной 0,012 мм (ПЭТ-1) и 0,030 мм (ПЭТ-2).

В табл.1 представлены результаты статистической обработки испытаний пленок на электрическую прочность (выборка составляла 20 образцов каждой толщины).

Таблица 1

Пленка	$E_{\text{пр.ср.}}$, кВ/мм	$\sigma_{E_{\text{ср.}}}$, кВ/мм	$\Delta E_{\text{ср.95\%}}$, кВ/мм	$\tau_{\text{ср.}}$, с	$\sigma_{\tau_{\text{ср.}}}$, с	$\Delta \tau_{\text{ср.95\%}}$, с			
				$E_{\text{исп.}}$, кВ/мм					
				26	40	26	40		
ПЭТ-1	335,7	14,4	3,7	14896	35250	18115	22852	79351	14519
ПЭТ-2	223,8	7,2	1,8	164736	59949	6594	13577	9581	7840

В связи с тем, что тонкие пленки оказались более неоднородными из-за их повышенной дефектности, оценка длительной электрической прочности проводилась на образцах, состоящих из двух слоев. Испытания по старению выполнены при напряженностях электрического поля $E=26$ и 40 кВ/мм, выборка составляла 14 образцов. Кривые распределения времени жизни в Вейбулловских координатах представлены на рис.1.

Регистрация характеристик ЧР проводилась в каждом исследованном образце электрическим методом с помощью многоканального анализатора импульсов. Анализатор производил селекцию импульсов ЧР по значению кажущегося заряда путем регистрации амплитудного спектра, представляющего собой гистограмму дифференциального закона распределения вероятности попадания ЧР в определенный канал анализатора. Построение амплитудных спектров ЧР проводилось следующим образом: по оси абсцисс откладывались значения кажущегося заряда ЧР Q_i , соответствующие i -му каналу анализатора; по оси ординат — количество импульсов ЧР в i -канале n_i .

Значения Q_i определялись по формуле

$$Q_i = K_q A_i,$$

где K_q — масштабный коэффициент (по значению кажущегося заряда), определяемый по результатам градуировки; A_i — i -й номер канала анализатора.

Интегральная характеристика спектра ЧР (средний ток $I_{\text{ЧР}}$)

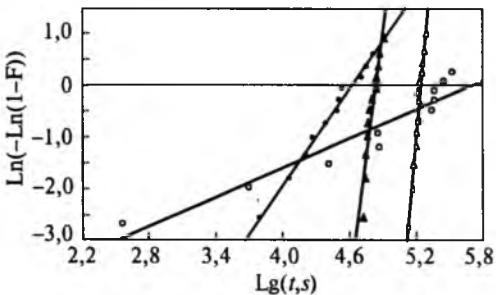


Рис.1. Вейбулловские распределения времени жизни образцов пленок ПЭТ-Э различной толщины для различных значений испытательной напряженности электрического поля:

○ — ПЭТ-1 — 26,7 кВ/мм; ● — ПЭТ-1 — 40 кВ/мм;
△ — ПЭТ-2 — 26,7 кВ/мм; ▲ — ПЭТ-2 — 40 кВ/мм

$$I_{\text{ЧР}} = \sum_1^k Q_i \frac{n_i}{\tau},$$

где τ — продолжительность регистрации спектра (4 с); k — последний номер канала анализатора, составляющего амплитудный спектр.

Максимальная чувствительность регистратора ЧР (по значению кажущегося заряда) составляла $5 \cdot 10^{-13}$ Кл, что позволяло надежно регистрировать ЧР, возникающие в исследуемых образцах при проведении ускоренных ресурсных испытаний. Определение напряжения возникновения ЧР ($U_{\text{н.ЧР}}$) проводилось при плавном повышении испытательного напряжения; за $U_{\text{н.ЧР}}$ принималось то значение испытательного напряжения, при котором регистрировались ЧР с интенсивностью, превышающей 10 имп/с.

При испытании образцов пленок ПЭТ-Э поверхностные ЧР, кажущийся заряд которых превышает $5 \cdot 10^{-12}$ Кл, регистрируются при относительно низком испытательном напряжении. Для образцов ПЭТ-1 значение $U_{\text{н.ЧР}}$ соответствует 460 ± 20 В, что в пересчете на напряженность электрического поля существенно ниже значений испытательной напряженности, при которых проводились ускоренные ресурсные испытания. Увеличение эффективной толщины (h/ε) пленок ПЭТ-Э приводит к росту $U_{\text{н.ЧР}}$ согласно известному степенному соотношению [2—4]:

$$U_{\text{н.ЧР}} = A(h/\varepsilon)^\alpha,$$

где A и α — эмпирические коэффициенты, значения которых для исследованных образцов равны соответственно $0,21 \pm 0,03$ и $0,40 \pm 0,11$.

Характер амплитудных спектров поверхностных ЧР на обоих полупериодах испытательного напряжения практически идентичен, огибающие спектров представляют собой экспоненциально спадающие кривые. Необходимо отметить, что вид и интегральные характеристики спектров ЧР практически не изменяются в течение времени ресурсных испытаний.

На рис.2 приведены амплитудные спектры ЧР (на положительном полупериоде испытательного напряжения) в образцах ПЭТ-1 и ПЭТ-2. Как видно, при одинаковом значении испытательной напряженности для образцов большей толщины наблюдается некоторое увеличение количества импульсов ЧР n_i при постоянных значениях Q_i , что приводит к росту среднего тока спектров ЧР

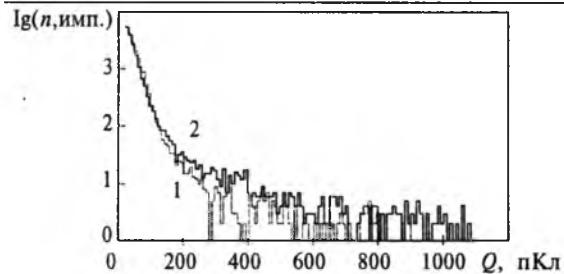


Рис.2. Амплитудные спектры ЧР в образцах пленок ПЭТ-Э различной толщины (40 кВ/мм, положительный полупериод):

1 — ПЭТ-1, 24 мкм; 2 — ПЭТ-2, 60 мкм

в образцах пленок с увеличением их эффективной толщины согласно следующей эмпирической зависимости:

$$I_{\text{ЧР}} = A_I B_I^{h/\epsilon}$$

Тем не менее, увеличение тока ЧР в более толстых пленках ПЭТ-2 не приводит к снижению их долговечности по сравнению с пленками ПЭТ-1, что особенно наглядно проявляется в области низкой вероятности выхода из строя образцов ПЭТ-Э-пленок (рис.1).

Из представленных данных видно, что с точки зрения однородности и большей длительной электрической прочности при создании пленкосодержащих композиций предпочтительно использование пленки ПЭТ-2.

Для оценки качества пленкосодержащей композиции СПМ-2 и сравнения ее характеристик с базовым вариантом СПМ были проведены испытания по электрическому старению под воздействием электрического поля напряженностью $E=26$ и 35 кВ/мм. В данной серии экспериментов электрическое старение происходило под воздействием внутренних ЧР, что соответствовало реальным условиям эксплуатации изоляции в высоковольтных электрических машинах. Для устранения внешних (поверхностных) разрядов на образцы наносилось полупроводящее покрытие на основе лака ПЛК-259. Выборка составляла от 7 до 14 образцов каждого материала.

Кривые распределения времени жизни в Вейбулловских координатах представлены на рис.3, а результаты статистической обработки — в табл.2.

Таблица 2

Компо- зитация	τ_{cp} , с		σ_{cp} , с		$\Delta\tau_{\text{cp}(95\%)}$, с	
	$E_{\text{исп.}}$, кВ/мм					
	26	35	26	35	26	35
СПМ	249480	20186	79350	12145	83273	7012
СПМ-2	629200	42891	159942	18220	167849	16851

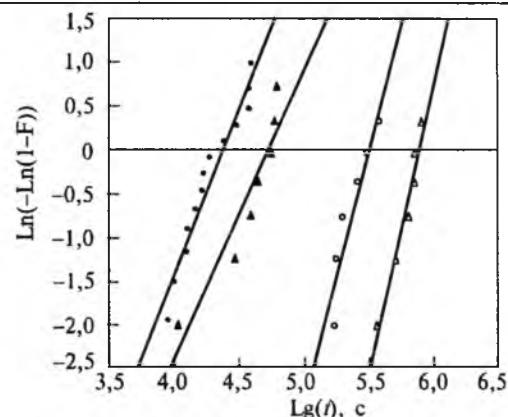


Рис.3. Вейбулловские распределения времен жизни образцов слюдопластовых композиционных материалов СПМ и СПМ-2 для различных значений испытательной напряженности электрического поля:

○ — СПМ (26 кВ/мм); • — СПМ (35 кВ/мм); △ — СПМ-2 (26 кВ/мм); ▲ — СПМ-2 (35 кВ/мм)

Из представленных результатов видно, что введение пленки ПЭТ-Э в композицию приводит к существенному увеличению долговечности материала, при этом несколько повышается неоднородность материала. Это свидетельствует о необходимости корректировки технологического режима пропитки и термопрессования данных композиций.

Для образцов пленкосодержащих композиций характеристики и вид амплитудных спектров ЧР определяются наличием полупроводящего покрытия на поверхности. В образцах без полупроводящих покрытий при напряженностях существенно ниже испытательных регистрируются поверхностные ЧР, вид амплитудных спектров (рис.4, кривая 1) которых аналогичен спектрам ЧР, зарегистрированным при испытании образцов полимерных пленок. В образцах с полупроводящим покрытием также регистрируются поверхностные

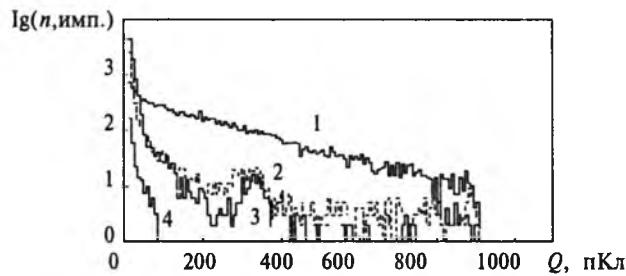


Рис.4. Амплитудные спектры ЧР (положительный полупериод) в образцах СПМ-2 (толщиной 295 мкм) без полупроводящего покрытия (1) и с полупроводящим покрытием (2, 3, 4), зарегистрированные при разных значениях испытательной напряженности:

4 — 20 кВ/мм; 1, 3 — 26 кВ/мм; 2 — 35 кВ/мм

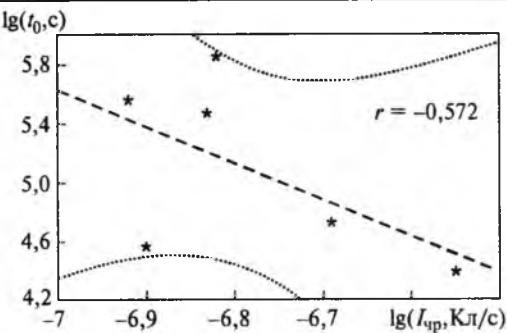


Рис.5. Диаграмма рассеяния данных $lg t_0$ и $lg I_{qp}$ для исследованных образцов пленкосодержащих композиций (СПМ)

ЧР, однако при одинаковой испытательной напряженности их интенсивность существенно ниже, чем в образцах без полупроводящего покрытия (рис.4). Дальнейшее увеличение испытательной напряженности приводит к появлению в пленкосодержащих композициях с полупроводящим покрытием более мощных («внутренних») ЧР ($Q > 200$ пКл), характеризующихся низкой интенсивностью.

При испытательных напряженностях, соответствующих ускоренным ресурсным испытаниям, амплитудные спектры ЧР представляют собой суперпозиции, состоящие из двух типов ЧР: поверхностных относительно маломощных, но характеризующихся высокой частотой повторения, и мощных, но редко повторяющихся «внутренних» (рис.4, кривые 2, 3). Следует отметить, что при постоянных значениях испытательной напряженности средний ток ЧР в образцах с полупроводящим покрытием практически на порядок ниже, чем в аналогичных образцах без покрытия.

Проведенный корреляционный анализ (рис.5) показал наличие статистически значимой линейной корреляционной связи между значениями $lg t_0$ и $lg I_{qp}$ для исследованных образцов пленкосодержащих композиций. Значения t_0 представляют собой статистическую оценку параметров положения эмпирических распределений значений наработок до отказа исследованных образцов (рис.3). Как следует из приведенных результатов, увеличение среднего тока ЧР приводит к снижению наработки образцов при ускоренных ресурсных испытаниях. Доверительные границы для вероятности 95% выборочного коэффициента корреляции ($r = -0,572$) изменяется в пределах ($-0,90 \div -0,43$), что свидетельствует о статистической значимости корреляционной связи.

В результате работы установлено:

- При создании пленкосодержащих композиций целесообразно использование полиэтилен-терефталатной пленки толщиной 30 мкм.

2. Введение полимерной пленки ПЭТ-Э приводит к увеличению длительной электрической прочности материала.

3. Наличие корреляционных связей между характеристиками ЧР и долговечностью (временем жизни) пленкосодержащей слюдопластовой композиции может быть использовано для диагностики создаваемых материалов.

Таким образом, полученные результаты свидетельствуют, что данные материалы могут быть использованы для систем изоляций, устойчивых к воздействию ЧР и к коммутационным перенапряжениям.

Список литературы

- Гуреева Т.А., Пак В.М., Погодина Ж.П., Житомирский А.А. Усовершенствованная высоковольтная изоляция обмоток мощных турбо-, гидрогенераторов на основе лент с повышенным содержанием слюды// Электротехника. 1997. № 5. С.6—8.
- Mason J.H. Discharges//IEEE Trans.Elec.Insul. 1978. Vol.13, № 14. P. 211—238.
- Мэйсон Д. Электрический пробой твердой изоляции//Прогресс в области диэлектриков. М. —Л: ГЭИ, 1962. С.9—78.
- Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. Л.: Энергия, 1979.

Андреев Александр Михайлович — доцент кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончил Чувашский государственный университет в 1972 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Исследование разрушения жидкых диэлектриков под действием электрических разрядов» защитил в 1982 г.

Ваксер Нина Михайловна — доцент кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончила Ленинградский политехнический институт в 1957 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Исследование слюдопластов повышенной нагревостойкости» защитила в 1974 г.

Куимов Игорь Евгеньевич — генеральный директор АО «Элинар». Член-корреспондент РАЭН.

Пак Владимир Моисеевич — главный специалист по электроизоляционным материалам АО «Элинар». Окончил Ленинградский политехнический институт в 1965 г. Кандидат технических наук.

Старовойтенков Виктор Валентинович — доцент кафедры «Электрическая изоляция, кабели и конденсаторы» Санкт-Петербургского государственного технического университета. Окончил Ленинградский политехнический институт в 1979 г. Кандидатскую диссертацию на тему «Влияние сильного электрического поля на свойства жидких диэлектриков» защитил в 1990 г.

Временные и частотные характеристики термостойкой полимерной пленки полиимид-политетрафторэтилена

БОРИСОВА М.Э., доктор техн. наук, проф., МАРЧЕНКО М.С., канд. техн. наук, доц. (СПбГТУ),
ПИССИС П., ассоциированный проф. (национальный технический университет Афин, Греция)

Экспериментально исследованы временные абсорбционные характеристики термостойкой изоляционной пленки полиимид-политетрафторэтилен (ПМФА-352), применяемой в качестве изоляции тяговых электрических машин, работающих в особо тяжелых условиях. Измеренные зависимости проанализированы на основе модели многослойного пространственно неоднородного диэлектрика. Рассчитаны частотные зависимости комплексной диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь в области низких частот.

Временные абсорбционные характеристики: токи зарядки $I_{\text{зар}}(t)$, токи разрядки $I_{\text{раз}}(t)$, напряжение саморазряда $U_c(t)$ и восстановленное напряжение $U_b(t)$, а также частотные зависимости комплексной проводимости $\hat{Y}(\omega)$ в интервале низких частот могут быть проанализированы на основе модели многослойного пространственно неоднородного диэлектрика или эквивалентной последовательно-параллельной схемы Максвелла [1,2]. В этом случае решается система дифференциальных уравнений

$$I = \frac{Q_i}{\tau_i} + \frac{dQ_i}{dt}; \quad U = \sum_{i=1}^n \frac{Q_i}{C_i}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где Q_i — заряд емкости C_i ; $\tau_i = R_i C_i$ — время релаксации отдельных релаксационных цепочек.

На основе решения этой системы уравнений получены выражения для временных абсорбционных зависимостей в виде:

$$\begin{aligned} I_{\text{зар}}(t) - I_{\text{скв}}(t) &= -I_{\text{раз}}(t) = \\ &= I_{\text{скв}} \sum_{i=1}^n \frac{\prod_{k=1}^{i-1} (\vartheta_i - \tau_k)}{\vartheta_i^2 \prod_{k=i}^{n-1} (\vartheta_i - \tau_k)} \exp\left(-\frac{t}{\vartheta_i}\right); \\ U_c(t) &= U_p \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_\Sigma} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right); \\ U_b(t) &= U_p \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_\Sigma} \left(1 - \frac{\tau_\Sigma}{\tau_i}\right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где U_p — напряжение поляризации образца; $I_{\text{скв}} = U_p / R_\Sigma$ — ток сквозной проводимости;

$$R_\Sigma = \sum_{i=1}^n R_i; C_\Sigma = \left[\sum_{i=1}^n C_i^{-1} \right]^{-1}; \tau_\Sigma = R_\Sigma C_\Sigma; \tau_\Sigma = \frac{U_p}{\sum_{i=1}^n U_i / \tau_i}; \quad (3)$$

C_Σ — номинальная емкость конденсатора, измеренная на технической частоте.

Постоянные времени ϑ_i находятся из решения характеристического уравнения, а затем ϑ_n — по формуле

$$\sum_{i=1}^n \frac{R_i}{R_\Sigma} \prod_{k \neq i}^n (\vartheta_i - \tau_k) = 0; \quad \vartheta_n = \frac{\prod_{i=1}^n \tau_i}{\prod_{i=1}^{n-1} \vartheta_i}. \quad (4)$$

Выражения (2) дают возможность оценить параметры эквивалентной схемы диэлектрика из зависимостей $U_c(t)$ и $U_b(t)$ и затем рассчитать временные зависимости $I_{\text{зар}}(t)$, $I_{\text{раз}}(t)$ и частотные зависимости комплексной проводимости $\hat{Y}(\omega)$.

Нами исследованы абсорбционные характеристики полимерной пленки, представляющей собой двухкомпонентную структуру, состоящую из пленки полиимида (ПМ) толщиной 40 мкм с двухсторонним покрытием из пленки политетрафторэтилена (Ф4) толщиной 20 мкм. Алюминиевые электроды диаметром $d = 2$ см наносились магнетронным напылением в вакууме либо в качестве электродов использовалась алюминиевая фольга. Перед измерениями пленка прогревалась в течение 1 ч при температуре 300°C.

Зависимости $U_c(t)$ и $U_b(t)$ изучались в широком интервале температур: от 160 до 270°C. Перед измерениями образцы поляризовались при соответствующей температуре в течение 2 ч. Типичные зависимости напряжения саморазряда от времени $U_c(t)$ для образцов с номинальной емкостью $C_n = 270$ пФ, измеренные на частоте 1 кГц, приведены на рис.1.

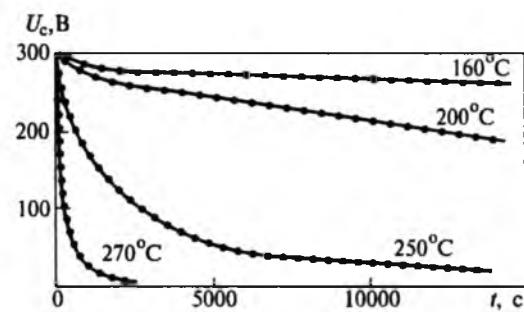


Рис.1. Зависимости напряжения саморазряда U_c от времени, измеренные при разных температурах

В результате разложения кривых на сумму экспонент установлено, что зависимость $U_c(t)$ двухкомпонентной структуры Ф4-ПМ-Ф4 с высокой степенью точности описывается суммой трех экспонент:

$$U_c(t) = \sum_{i=1}^n U_{ci} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right). \quad (5)$$

Значения параметров U_{ci} , τ_i , τ_Σ для температур 250 и 270°C приведены в табл.1.

Таблица 1

Параметры разложения кривых саморазряда

T, °C	U_1 , В	U_2 , В	U_3 , В	τ_1 , с	τ_2 , с	τ_3 , с	τ_Σ , с
250	68,72	89,03	142,60	2984	2720	987	1498
270	81,45	128,51	90,02	750	167	21,5	59

Используя результаты разложения зависимостей $U_c(t)$, можно было определить параметры неоднородного диэлектрика, т.е. значения C_i и R_i с помощью выражений

$$R_i = R_\Sigma \frac{U_{ci}}{U_p}; \quad C_i = \frac{\tau_i}{R_i}.$$

Значения C_i , R_i и $R_\Sigma = \tau_\Sigma/C_\Sigma$, где $C_\Sigma = C_n$ приведены в табл.2.

Применив символический метод к эквивалентной схеме Максвелла, можно получить выражения для частотных характеристик комплексного сопротивления $Z(\omega)$

$$\hat{Z}(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{1 + i\omega\tau_i} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{1 + \omega^2\tau_i^2} - i \sum_{i=1}^n \frac{R_i\omega\tau_i}{1 + \omega^2\tau_i^2} = Z_a - iZ_c, \quad (6)$$

где $Z_a(\omega)$ и $Z_c(\omega)$ — действительная и мнимая части $Z(\omega)$.

В этом случае частотные характеристики комплексной проводимости $\hat{Y}(\omega)$ могут быть представлены в виде

$$\hat{Y}(\omega) = \frac{1}{Z_a - iZ_c} = \frac{Z_a}{Z_a^2 + Z_c^2} + i \frac{Z_c}{Z_a^2 + Z_c^2} = i\omega C_0(\epsilon' - i\epsilon''), \quad (7)$$

где $C_0 = \epsilon_0 S/h$ — емкость вакуумного конденсатора.

Частотные зависимости $\epsilon'(\omega)$, $\epsilon''(\omega)$ и $\operatorname{tg}\delta(\omega)$ анализировались нами в области низких частот 10^{-5} — 10^{-1} Гц. Эти зависимости рассчитывались с помощью выражений:

$$\epsilon'(\omega) = \frac{1}{Z_a^2 + Z_c^2} \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C_0} \frac{R_i^2}{1 + \omega^2\tau_i^2};$$

$$\epsilon''(\omega) = \frac{1}{(Z_a^2 + Z_c^2)\omega C_0} \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{1 + \omega^2\tau_i^2}; \quad (8)$$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\sum_{i=1}^n R_i \prod_{k \neq i}^n (1 + \omega^2\tau_k^2)}{\sum_{i=1}^n R_i \omega \tau_i \prod_{k \neq i}^n (1 + \omega^2\tau_k^2)},$$

где $\epsilon'(\omega)$ и $\epsilon''(\omega)$ — действительная и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости $\epsilon(\omega)$; $\operatorname{tg}\delta(\omega)$ — тангенс угла диэлектрических потерь.

Частотные зависимости $Z_a(\omega)$, $Z_c(\omega)$, $\epsilon'(\omega)$ и $\epsilon''(\omega)$, рассчитанные из кривых саморазряда $U_c(t)$, измеренных при максимальных рабочих температурах 250 и 270°C, приведены на рис.2, 3, 4 и 5, соответственно. Из рис.2,3 видно, что с ростом температуры максимум кривых $Z_c(\omega)$ смещается в область более высоких частот.

В результате проведенного расчета установлено, что область дисперсии ϵ' имеет место при частотах 10^{-4} — 10^{-3} Гц. Частотные зависимости ϵ'' и $\operatorname{tg}\delta$ описываются спадающими с ростом частоты кривыми. Такой характер зависимости свидетельствует о том, что рост ϵ'' и $\operatorname{tg}\delta$ с уменьшени-

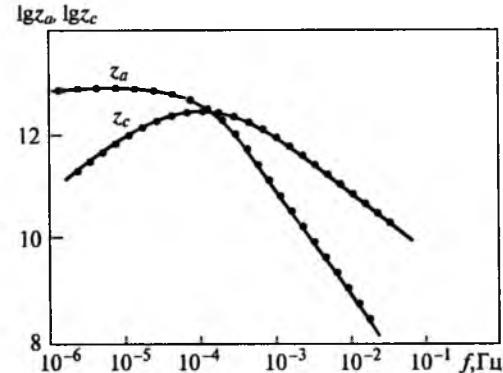


Рис.2. Зависимости комплексного сопротивления Z_a и Z_c от частоты электрического поля, рассчитанные из кривой $U_c = f(t)$, измеренной при температуре $T=250^\circ\text{C}$

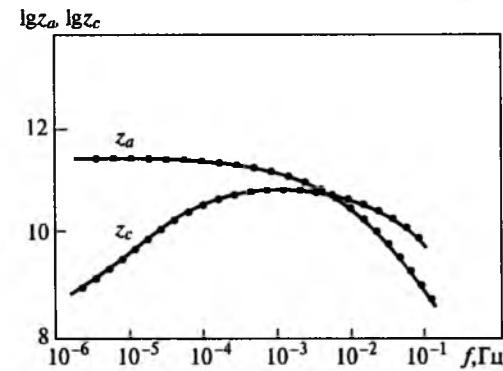


Рис.3. То же, что и на рис.2, но при температуре $T=270^\circ\text{C}$

Таблица 2

Параметры эквивалентной схемы Максвелла

T, °C	R_1 , Ом	R_2 , Ом	R_3 , Ом	R_Σ , Ом	C_1 , Ф	C_2 , Ф	C_3 , Ф
250	$1,27 \cdot 10^{12}$	$1,65 \cdot 10^{12}$	$2,64 \cdot 10^{12}$	$5,55 \cdot 10^{12}$	$2,35 \cdot 10^{-9}$	$1,65 \cdot 10^{-9}$	$3,74 \cdot 10^{-10}$
270	$5,96 \cdot 10^{10}$	$9,40 \cdot 10^{10}$	$6,58 \cdot 10^{10}$	$2,20 \cdot 10^{11}$	$1,26 \cdot 10^{-8}$	$1,78 \cdot 10^{-9}$	$3,27 \cdot 10^{-10}$

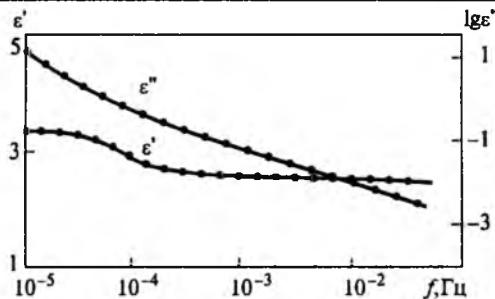


Рис.4. Зависимости ϵ' и ϵ'' от частоты электрического поля, рассчитанные из кривой $U_c = f(t)$, измеренной при температуре $T=250^{\circ}\text{C}$

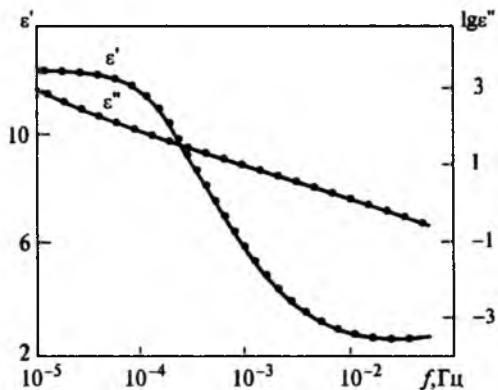


Рис.5. То же, что и на рис.4, но при температуре $T=270^{\circ}\text{C}$

ем частоты обусловлен сквозной проводимостью пленок. Тщательный анализ зависимостей $\epsilon''(\omega)$ показывает, что составляющая ϵ_2'' , обусловленная поляризацией Максвелла—Вагнера и имеющая характерный максимум на кривой $\epsilon''(\omega)$, существенно меньше составляющей $\epsilon_1''(\omega)$, обусловленной сквозной проводимостью (рис.6). Максимум потерь Максвелла—Вагнера маскируется при большом значении собственной проводимости. Так, при 250°C максимальное значение фактора релаксационных потерь $\epsilon_2''(\omega)$ в 100 раз меньше

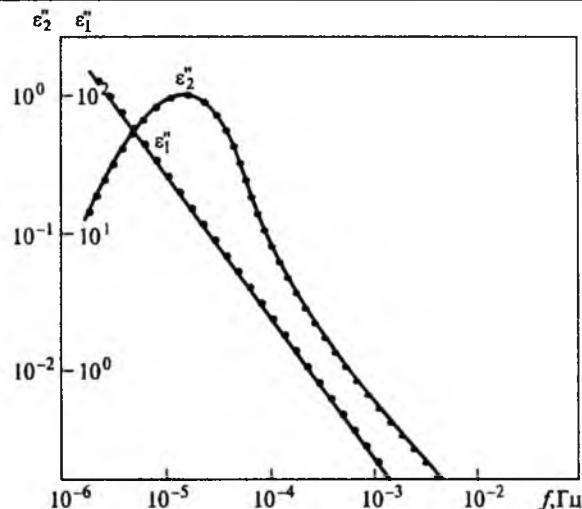


Рис.6. Зависимости ϵ' и ϵ'' от частоты электрического поля ($\epsilon'' = \epsilon_1'' + \epsilon_2''$; ϵ_1'' — обусловленная сквозной проводимостью, ϵ_2'' — поляризацией Максвелла—Вагнера), рассчитанные из кривой $U_c = f(t)$, измеренной при температуре $T=250^{\circ}\text{C}$

$\epsilon_1''(\omega)$.

Таким образом, рассчитаны зависимости $\epsilon_1''(\omega)$, $\epsilon_2''(\omega)$, $\text{tg}\delta$ в области низких частот 10^{-5} — 10^{-1} Гц и высоких температур 250 — 270°C , экспериментальное измерение которых связано с большими техническими трудностями.

Работа выполнена при поддержке INTAS-97-1936.

Список литературы

1. Borisova M.E., Gallai I.Ya., Koikov S.N. Low-frequency dispersion of capacitance in polyethylene terephthalate film specimens//Electrical technology. 1993. № 1. P. 201—206.
2. Борисова М.Э., Койков С.Н., Марченко М.С., Северюхина Н.В. Оценка параметров неоднородности диэлектрика на основе анализа абсорбционных характеристик//Электричество. 1995. № 6. С.63—67.

Оглавление нашего журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском Физико-Техническом институте.

Материалы службы ИНФОМАГ доступны в режиме ON-LINE через сервер РосНИИРОС по следующим URL:

<http://www.ripn.net/infomag/>
<gopher://gopher.ripn.net/>
<telnet://info.ripn.net/>

Для получения материалов службы ИНФОМАГ по подписке через электронную почту следует направить письмо с командой

HELP по адресу im@ripn.net

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Влияние электромеханического тормозного устройства на режимы пуска и остановки электродвигателей тормозных модификаций

БОЧКАРЕВ И.В., канд. техн. наук (Кыргызский ТУ), ГАЛБАЕВ Ж.Т., инж. (Ошский ТУ)

Получены выражения, позволяющие исследовать влияние электромеханического тормозного устройства (ЭМТУ) на показатели электродвигателей тормозных модификаций в режимах пуска и торможения при различных системах управления ЭМТУ. На основании анализа результатов аналитических и экспериментальных исследований динамических показателей предложены рекомендации по выбору оптимальных параметров быстродействия ЭМТУ.

Электродвигатели со встроенным электромеханическим тормозным устройством (ЭМТУ) используются для привода механизмов, нормальное функционирование которых предусматривает остановку рабочих органов в регламентируемое время с последующим удержанием их в заторможенном состоянии. Такие тормозные электродвигатели широко применяются в станкостроении, робототехнике, подъемно-транспортном машиностроении, легкой промышленности и других отраслях. Очевидно, что эти двигатели работают в основном в динамических режимах при частых пусках и остановках. Поэтому значительный практический интерес представляет исследование влияния ЭМТУ на динамические показатели двигателя.

ЭМТУ состоит из двух основных частей — электромеханического фрикционного тормоза (ЭФТ) и его системы управления (СУ). ЭФТ служит для создания тормозного момента на приводном валу и содержит нормально замкнутый фрикционный тормозной узел и электромагнитный привод в виде растормаживающего электромагнита выпрямленного тока, предназначенногодля размыкания этого тормозного узла. СУ служит для подключения электромагнитного привода к источнику питания и обеспечивает заданные параметры быстродействия ЭФТ при его размыкании и замыкании путем формирования оптимального закона изменения питающего напряжения.

В общем случае динамика растормаживающего электромагнита описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами:

$$u(t) = R i(t) + \frac{d\psi(t)}{dt}; \quad (1)$$

$$w_i(t) = R_M(t)\Phi(t) + \frac{1}{R_i(t)} \frac{d\Phi(t)}{dt}; \quad (2)$$

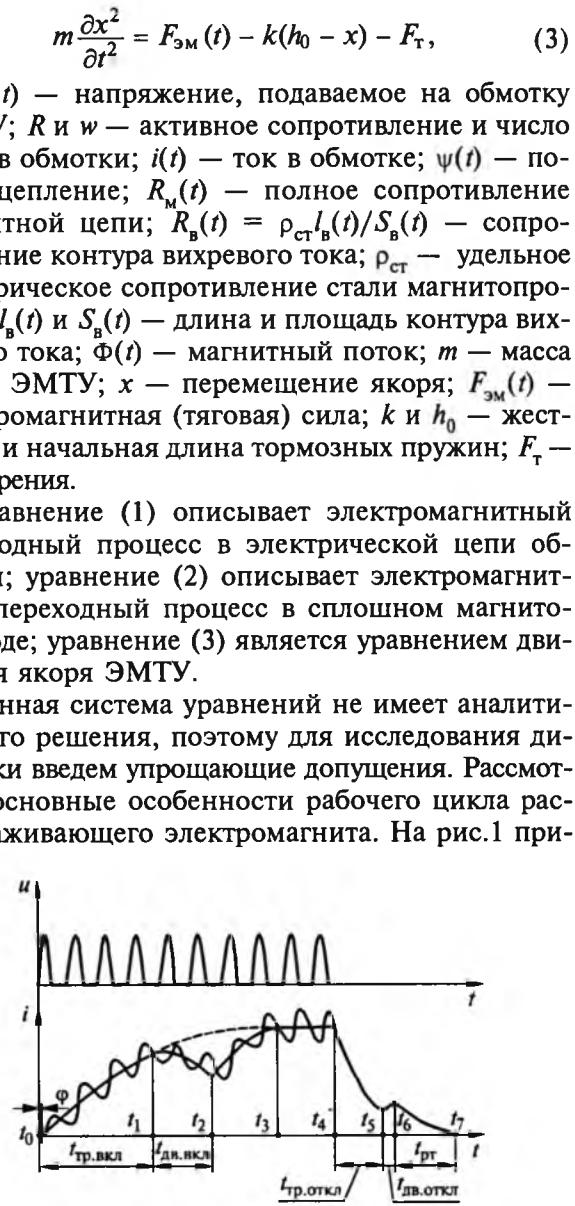


Рис.1. Зависимость тока в обмотке электромагнита от времени при включении и отключении

ведена зависимость тока в обмотке электромагнита от времени при его включении и отключении в случае питания от однофазного выпрямителя. В период времени $t_{\text{тр.вкл}} = t_1 - t_0$, называемый временем трогания якоря при включении, ток в обмотке достигает значения тока трогания $i_{\text{тр.вкл}}$, при котором тяговое усилие растормаживающего электромагнита $F_{\text{эм}}$ становится равным осевому усилию тормозных пружин $F_{\text{пр}} = k h_0$, и якорь приходит в движение. Движение якоря продолжается в течение времени $t_{\text{дв.вкл}} = t_2 - t_1$ до его механического контакта с полюсами магнитопровода, при этом скорость нарастания тока в обмотке уменьшается за счет действия противов-ЭДС, что приводит к уменьшению абсолютного значения тока. Затем ток обмотки возрастает до установившегося тока i_y , значение которого определяется подводимым напряжением и сопротивлением обмотки. В течение времени $t = t_4 - t_3$, длительность которого зависит от условий эксплуатации, якорь находится в притянутом к магнитопроводу положении. При отключении электромагнита в момент t_4 ток в обмотке уменьшается в течение времени $t_{\text{тр.откл}} = t_5 - t_4$, называемого временем трогания при отключении, до тока трогания $i_{\text{тр.откл}}$.

Под действием тормозных пружин якорь в период времени движения $t_{\text{дв.откл}} = t_6 - t_5$ возвращается в исходное положение и ток в обмотке снижается до нуля. Под действием усилия пружин $F_{\text{пр}}$ на валу электродвигателя появляется тормозной момент M_t . Время третьего этапа (режим торможения) $t_{\text{р.т}} = t_7 - t_6$ длится с момента t_6 возникновения M_t до полной остановки вала в момент времени t_7 . Суммарная длительность всех трех этапов, т.е. время с момента отключения тормозного электродвигателя до остановки ротора, является полным временем торможения $t_t = t_{\text{тр.откл}} + t_{\text{дв.откл}} + t_{\text{р.т}}$.

В связи с тем, что при включении растормаживающего электромагнита тормозной момент на валу электродвигателя исчезает в момент t_1 , то время размыкания тормоза t_p можно принять равным $t_p = t_{\text{тр.вкл}}$ и не рассматривать электромеханические процессы в период движения якоря. Задержка появления тормозного момента на валу электродвигателя при отключении электромагнита определяется промежутком времени $t = t_{\text{тр.откл}} + t_{\text{дв.откл}}$. Однако для электромагнита со встроенным выпрямителем его обмотка шунтируется диодами, образующими контур, ток в котором поддерживается ЭДС самоиндукции [1], за счет чего $t_{\text{тр.откл}} \gg t_{\text{дв.откл}}$. Например, испытания дискового тормоза типа ТДП-6А, имеющего $F_{\text{пр}} = 950$ Н и ход якоря $x_{\text{max}} = 4$ мм, показали, что $t_{\text{тр.откл}} = 33$ мс, а $t_{\text{дв.откл}} = 1,8$ мс. Это позволяет считать время замыкания тормоза t_3 равным $t_3 = t_{\text{тр.откл}}$. Таким образом, отпадает необходимость исследовать уравнение (3), а уравнение (1) значительно уп-

рощается, так как не требуется учитывать составляющую ЭДС самоиндукции обмотки, обусловленную движением якоря. Кроме того, проведенные исследования показали, что вихревые токи оказывают незначительное влияние на характер электромагнитных процессов, поэтому вторым членом в правой части уравнения (2) можно пренебречь. Для упрощения решения введем кусочно-линейную аппроксимацию вебер-амперной характеристики ЭМТУ. Тогда исходная система уравнений примет следующий вид:

$$u(t) = R i(t) + L_n \frac{di(t)}{dt}; \quad (4)$$

$$wi(t) = R_m(t)\Phi(t), \quad (5)$$

где L_n — индуктивность обмотки на n -м интервале линеаризации.

Для решения уравнения (4) необходимо знать закон изменения питающего напряжения $u(t)$, который зависит от используемой СУ. Как показано в [2], для улучшения технико-экономических показателей ЭМТУ необходимо использовать специальные СУ, обеспечивающие форсированное срабатывание ЭМТУ. Поэтому примем, что ЭМТУ питается от СУ, содержащей управляемый тиристорный двухполупериодный выпрямитель. Как будет показано ниже, такой вариант СУ позволит получить наиболее общее решение, а расчеты при СУ других типов будут являться частными случаями этого решения. Рассмотрим случай, когда входное напряжение СУ изменяется синусоидально

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_m), \quad (6)$$

где ψ_m — начальная фаза напряжения.

Тогда прикладываемое к обмотке напряжение будет иметь вид, приведенный на рис.2. Каждый период этого напряжения состоит из двух интервалов — «импульс» и «пауза». Ток i_{nk} , протекающий по обмотке ЭМТУ на интервале «импульс» k -го периода ($t_{k-1} + \Delta t_k \leq t \leq t_k$ (где $k = 1, 2, 3, \dots$), т.е. при открытом тиристоре определяется из решения уравнения (4) с учетом (6):

$$i_{nk}(t) = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t_n + \psi_m + \alpha_k - \phi) + A_{nk} \exp(-t_n / \tau), \quad (7)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L_n)^2}$ — полное сопротивление

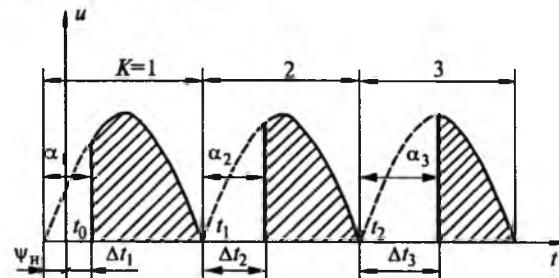


Рис.2. График напряжения на обмотке при питании от СУ, содержащей управляемый тиристорный двухполупериодный выпрямитель

обмотки; $t_n = (t - t_{k-1} + \Delta t_k)$ — мгновенное значение времени на интервале «импульс» k -го периода; α_k — угол управления тиристором; $\phi = \arctg(\omega L_n / R)$ — сдвиг по фазе между напряжением и током; $\tau = L_n / R$ — постоянная времени; A_{nk} — постоянная интегрирования; для $k \geq 2$ $\phi_n = 0$.

На интервале «пауза» k -го периода $t_{k-1} \leq t \leq (t_{k-1} + \Delta t_k)$ ток поддерживается только за счет ЭДС самоиндукции; т.е. при $u(t) = 0$ решение уравнения (4) имеет вид

$$i_{nk}(t) = A_{nk} \exp(-t_n/\tau), \quad (8)$$

где $t_n = t - t_{k-1}$ — мгновенное значение времени на интервале «пауза»; A_{nk} — постоянная интегрирования.

Введение переменных t_n и t_n означает, что отсчет времени на интервалах «импульс» и «пауза» ведется от начала этих интервалов. Это позволяет применить метод припасовывания [3] и определить постоянные интегрирования:

$$A_{nk} = i_{nk} - \frac{U_m}{Z} \sin(\psi_n + \alpha_k - \phi); \quad A_{nk} = i_{nk-1}.$$

Переход с интервала «пауза» на интервал «импульс» k -го периода осуществляется при условии $t_n \geq (\alpha_k - \phi_n)/\omega$. Переход с интервала «импульс» k -го периода на интервал «пауза» $(k+1)$ -го периода осуществляется при условии $(t_n + \alpha_{k+1}/\omega) \geq 1/(2f)$. Текущее время t определяется как сумма длительности интервалов «импульс» и «пауза». Количество полупериодов напряжения питания, в течение которых осуществляется форсировка включения электромагнита, равно $k = 2t_\phi f$, где t_ϕ — длительность форсировки, определяемая параметрами СУ. Угол управления тиристором α_k можно определить по формуле

$$\alpha_k = \arccos(\pi u_{cpk} / U_m - 1) \quad (9)$$

и формируемой СУ зависимости среднего напряжения $u_{cp}(t)$ на обмотке как в режиме форсировки, так и в квазиустановившемся режиме:

$$u_{cpk} = [u_{cp}(t_{k-1} + u_{cp}(t_k)]/2. \quad (10)$$

При изменении индуктивности L_n на интервалах «импульс» или «пауза» k -го периода расчет необходимо продолжить, считая, что номер периода не изменился (не меняются формулы (7) и (8)). Однако в соответствии с новым значением L_n следует пересчитать величины Z , ϕ и τ и с момента изменения индуктивности начать новый отсчет времени. Расчет зависимости $L(i)$ производится по уравнению (5) следующим образом. По характеристике намагничивания материала магнитопровода $B = f(H)$ для каждого значения B вычисляется потокосцепление $\psi = B S_n w$, а по H рассчитывается соответствующий каждому значению потокосцепления ток:

$$i = (2B\delta/\mu_0 + HI_m)/w, \quad (11)$$

где S_n — площадь полюса электромагнита; w —

число витков обмотки; δ — воздушный зазор между полюсом и якорем при заторможенном вале; I_m — средняя длина магнитной линии.

Затем для каждого значения тока определяется индуктивность обмотки $L = \psi/i$ и, таким образом, получается требуемая зависимость $L(i)$ с учетом реальных физических свойств материала электромагнита и его конструкции. В дальнейшем для каждого текущего значения i по зависимости $L(i)$ определяется L_n .

При использовании других типов СУ расчет переходного процесса в обмотке ЭМТУ при включении является частным случаем описанного алгоритма. Например, при применении неуправляемого двухполупериодного выпрямителя имеем $u_{cpk} = 2U_m/\pi$, подставляя которое в (9) получаем $\alpha_k = 0$. При применении однополупериодного управляемого выпрямителя угол управлением тиристором α_k рассчитывается по выражению

$$\alpha_k = \arccos\left(2\pi \frac{u_{cpk}}{U_m} - 1\right) + \pi. \quad (12)$$

В этом случае ток на интервале «импульс» описывается уравнением

$$i_{nk} = -\frac{U_m}{Z} \sin(\omega t_n + \psi_n + \alpha_k - \phi) + \left[i_{nk} + \frac{U_m}{Z} \sin(\psi_n + \alpha_k - \phi) \right] e^{-t_n/\tau},$$

а ток на интервале «пауза» — по уравнению (8), причем переход с интервала «импульс» на интервал «пауза» осуществляется по условию $(t_n + \alpha_k/\omega) \geq 1/f$. Для СУ с неуправляемым однополупериодным выпрямителем расчет проводится по этим же формулам при подстановлении в них $\alpha_k = 0$.

СУ с балластными сопротивлениями [4], с двумя источниками питания [5], с переключением с двухполупериодного выпрямления на однополупериодное и т.п., в которых форсированное напряжение по истечении времени форсировки t_ϕ уменьшается до напряжения удержания скачкообразно, могут рассчитываться в интервале времени $0 \leq t \leq t_\phi$ по предложенными формулам при угле $\alpha_k = 0$.

При отключении ЭМТУ по обмотке электромагнита в течение определенного времени будет продолжать протекать ток, поддерживаемый за счет энергии, запасенной в магнитном поле электромагнита. В этом случае ток может быть рассчитан по выражению (8), причем вычисление зависимости $L(i)$ должно проводиться при подстановке в (11) вместо δ эквивалентного остаточного воздушного зазора δ_0 между якорем и полюсами, определяемого шероховатостями их сопрягаемых поверхностей.

Зная закон изменения тока в обмотке ЭМТУ $i(t)$, можно получить закон изменения силы электромагнитного притяжения якоря $F_{em}(t)$

$$F_{\text{эм}}(t) = \frac{B_k^2 S_n}{2\mu_0}, \quad (13)$$

где B_k — текущее значение индукции, определяемое для каждого текущего значения i по кривой $B(i)$, полученной в процессе расчета зависимости $L(i)$.

Тогда изменение тормозного момента на валу электродвигателя при пуске можно определить по формуле

$$M_{\text{т}}(t) = N k_{\text{тр}} (F_{\text{пп}} - F_{\text{эм}}) R_{\text{ср}} k_z, \quad (14)$$

где N — число пар поверхностей трения ЭФТ; $k_{\text{тр}}$ — коэффициент трения; $R_{\text{ср}}$ — средний радиус действия сил трения; k_z — коэффициент уменьшения усилия тормозных пружин $F_{\text{пп}}$ вследствие потерь на трение в направляющих штифтах.

Уравнение движения ротора электродвигателя описывается выражением

$$d\omega_p/dt = (M_{\text{эм}} - M_{\text{т}})/J, \quad (15)$$

где ω_p — угловая скорость ротора; $M_{\text{эм}}$ — текущее значение электромагнитного момента электродвигателя, рассчитываемое в зависимости от типа последнего по общепринятым методикам; J — приведенный момент инерции вращающихся частей.

Таким образом, полученные выражения представляют собой систему уравнений тормозного электродвигателя, позволяющую описать динамику его пуска и торможения.

Достоверность и точность предложенной математической модели переходных режимов подтверждены экспериментальными исследованиями асинхронных двигателей серии 4А с пристроенными макетными образцами ЭФТ, конструкция которых соответствует [6], при питании через СУ с управляемым однополупериодным тиристорным преобразователем напряжения по [7], электрическая схема которой приведена на рис.3. Номи-

налы всех элементов, составляющих эту СУ, были определены и экспериментально уточнены таким образом, чтобы обеспечить возможность работы этой СУ с различными типоразмерами двигателей путем простой подстройки угла управления силового тиристора $VD10$ в режиме форсировки и в установившемся режиме при помощи резисторов $R5$ и $R7$. Управление силовым тиристором $VD10$ осуществляется при помощи вспомогательного тиристора $VD8$. В режиме пуска тиристор $VD8$, а следовательно, и тиристор $VD10$ открываются при малых углах управления в течение времени заряда конденсатора $C2$, определяющего длительность режима форсировки. В режиме удержания ($t=t_4-t_3$, рис.1) тиристор $VD8$ управляет с помощью конденсатора $C1$, который заряжается в первой половине положительного полупериода питающего напряжения и разряжается во второй половине, обеспечивая тем самым открытие тиристоров $VD8$ и $VD10$ при больших углах управления. Номинальное напряжение

питания СУ 110 $B_{-10\%}^{+15\%}$. Диапазон регулирования длительности режима форсировки 50—400 мс. Диапазон регулирования среднего значения напряжения на обмотке ЭФТ в режиме удержания 3—40 В. Максимально допустимая частота включений 1800 ч^{-1} . Минимально допустимая длительность паузы между отключением и последующим включением — 300 мс (определяется временем разряда конденсатора $C2$ на резистор $R3$). Амплитудное значение управляющего сигнала, формируемого тиристором $VD8$, не менее 200 мА в режиме форсировки и не менее 250 мА в режиме удержания. Типы силового тиристора $VD10$ и шунтирующего диода $VD12$ определяются токовой нагрузкой растормаживающего электромагнита.

Результаты экспериментальных исследований переходных режимов показали приемлемую сходимость расчетных и опытных результатов (максимальные расхождения, например, параметров быстродействия составили не более 10—12%). Так, на рис.4 в качестве примера показаны кривые разгона тормозного электродвигателя 4AM80A4 при различных кратностях форсировки $k_{\phi}=F_{\phi}/F_n$, где F_{ϕ} и F_n — МДС обмотки растормаживающего электромагнита в режиме форсировки и в режиме удержания. Приведенные на рис.4 кривые наглядно показывают, что время размыкания t_p зависит от значения k_{ϕ} и оказывает значительное влияние на динамические показатели электродвигателя: увеличение t_p приводит к замедлению разгона и, как следствие этого, вызывает увеличение нагрева электродвигателя и тормоза и повышение износа тор-

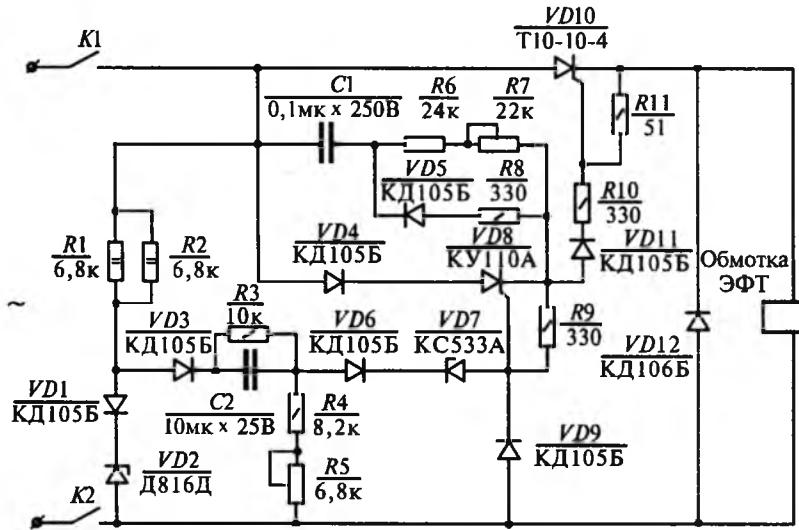


Рис.3. Электрическая схема СУ с управляемым однополупериодным тиристорным преобразователем напряжения

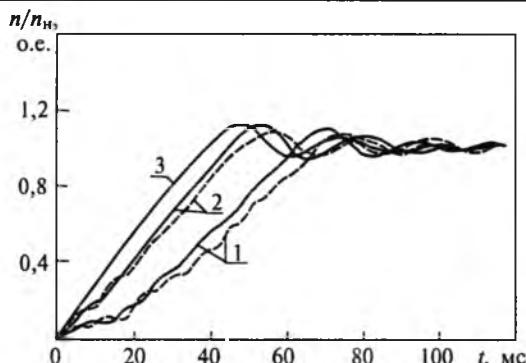


Рис.4. Изменение частоты вращения ротора при пуске асинхронного тормозного электродвигателя:

1 — $k_{\phi}=1$; 2 — $k_{\phi}=5$; 3 — при пуске с предварительно разомкнутым ЭМТУ; — — расчет; — — опыт

мозных накладок, что снижает надежность и долговечность тормозного электродвигателя в целом и снижает допустимое число включений в час.

Анализ результатов расчета пусковых режимов работы тормозных асинхронных электродвигателей в диапазоне высот осей вращения от 71 до 132 мм показал, что при $t_p < 30 \div 35$ мс наличие ЭМТУ оказывает незначительное влияние на время разгона ротора. На рис.5 показана область изменения времени разгона $t_{\text{раз}}$ в относительных единицах (за базовую величину принято время разгона $t_{\text{раз0}}$ ротора без тормоза) для указанных машин. Таким образом, при $t_p < 30$ мс влиянием ЭМТУ можно пренебречь и расчет пусковых режимов проводить по общепринятым математическим моделям электрических машин без тормоза. Соответственно, даже для тех тормозных электродвигателей, к которым предъявляются повышенные требования к быстродействию при пуске, проектировать ЭМТУ с $t_p < 25 \div 30$ мс нецелесообразно, так как это практически не скажется на времени разгона ротора, но приведет к возникновению больших динамических усилий, что вызовет ускоренный выход из строя ЭМТУ и ухудшит вибрационные свойства электродвигателя в целом.

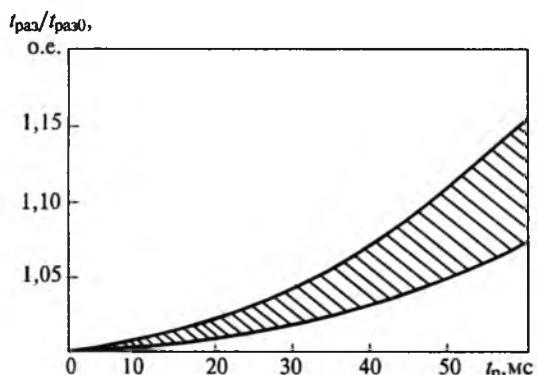


Рис.5. Зависимость времени разгона ротора от времени размыкания ЭМТУ

Проведенные аналитические и экспериментальные исследования режимов отключения показали, что при времени замыкания $t_3 < 0,04 \div 0,05$ с полное время торможения $t_t > t_3$ и на t_t оказывает влияние практически лишь один параметр ЭМТУ — номинальный тормозной момент $M_{\text{т.н.}}$, определяемый по (14) при $F_{\text{эм}} = 0$. Указанные значения t_3 могут быть достигнуты лишь при использовании СУ с принудительным гашением остаточного магнитного поля растормаживающего электромагнита, например [8,9].

Так, исследования отключения тормозного электродвигателя при использовании указанных СУ показали, что суммарная длительность t_3 при торможении при коэффициенте инерции $FI > 1$ на порядок меньше, чем $t_{\text{тр}}$ (здесь $FI = J_{\Sigma}/J$ — отношение суммарного приведенного к валу электродвигателя момента инерции привода к моменту инерции ротора электродвигателя). Это позволяет при $t_3 < 40 \div 50$ мс упростить расчет t_t и проводить его, считая, что тормозной момент M_t возрастает скачком до $M_t = M_{\text{т.н.}}$. При отключении ЭМТУ путем разрыва питания со стороны входа СУ при помощи контактов $K1, K2$ (рис.3) длительность времени $t_{\text{тр.откл}}$ соизмерима по значению с длительностью t_t и при расчете последнего должна быть учтена. В качестве примера в таблице приведены параметры быстродействия при отключении асинхронного тормозного двигателя 4AM80A4.

Анализ влияния параметров ЭМТУ на показатели электродвигателя в режиме торможения показал, что при повышенных требованиях к величине t_t необходимо обязательное использование СУ, обеспечивающих t_3 не более чем на 40–50 мс, причем дальнейшее уменьшение величины t_3 не целесообразно, так как это уже практически не скажется на параметрах электродвигателя.

Тип СУ и режим торможения	Время замыкания t_3 , с		Полное время торможения t_t , с	
	Расчет	Опыт	Расчет	Опыт
СУ по [8] $FI=1,0$	0,034	0,04	0,162	0,18
$FI=1,6$	0,034	0,04	0,282	0,30
СУ по [7] $FI=1,0$	0,105	0,12	0,232	0,25
$FI=1,6$	0,105	0,12	0,341	0,39

Список литературы

- Сливинская А.Г., Гордон А.В. Электромагниты со встроенными выпрямителями. М.: Энергия, 1970.
- Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро/В.И.Радин, Й.Лондин, В.Д.Розенкоп и др. М.: Энергоатомиздат, 1990.
- Расчет переходных процессов в однофазной мостовой выпрямительной схеме с предвключенной ем-

костью/К.А.Адымкулов, Н.А.Бауков, Б.К.Буль и др.// Электротехника. 1979. № 9.

4. Коц Б.Э. Электромагниты постоянного тока с форсировкой. М.: Энергия, 1973.

5. Леоненко Л.И. Полупроводниковые форсирующие схемы. М.: Энергия, 1974.

6. Быстро действующие электромеханические тормоза для высокомоментных электродвигателей/А.А.Соколов, Н.И.Рычкова, И.В.Бочкарев и др.//Электротехника. 1988. № 7.

7. А.с. 1261017 СССР. Электромагнит с форсировкой/А.А.Соколов, И.В.Бочкарев, П.П.Решетников и др.//Открытия. Изобретения. 1986. № 36.

8. А.с. 1282299 СССР. Электропривод/Н.А.Бауков, И.В.Бочкарев, И.В.Брякин, А.А.Соколов//Открытия. Изобретения. 1987. № 1.

9. А.с. 1390755 СССР. Электропривод переменного тока/И.В.Бочкарев, И.В.Брякин, Н.А.Бауков, А.А.Соколов//Открытия. Изобретения. 1988. № 15.

Бочкарев Игорь Викторович — заведующий кафедрой «Электромеханика» Кыргызского технического университета. В 1973 г. закончил энергетический факультет Фрунзенского политехнического института (ФПИ). В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Асинхронные малоинерционные электродвигатели с двумя концентрическими расположениями роторами» в МЭИ.

Галбаев Жалалидин Токтобаевич — аспирант Ошского технологического университета. В 1986 г. закончил энергетический факультет ФПИ.

Опыт применения комплексной тиристорной станции ТСУ-2 для управления пуском асинхронных электроприводов турбомеханизмов

ЛУКОВНИКОВ В.И., доктор техн. наук, ЗАХАРЕНКО С.И., канд. техн. наук, РОЖКОВ А.И., инж.

Гомельский ГТУ им. П.О.Сухого

Описано управление пуском асинхронных вентиляторных электроприводов мощностью до 200 кВт с помощью тиристорных преобразователей переменного напряжения типа ТСУ-2. Использование в системе пуска задатчика интенсивности с новым программируемым законом изменения сигнала управления СИФУ и введение обратной связи с отсечкой по току статора позволяют ограничить пульсации и автоколебания пускового тока.

Нерегулируемые электроприводы мотор-вентиляторов тепловозов, горнодобывающих машин скребкового типа, судовых грузоподъемных механизмов, гребных установок, запорной арматуры, сельскохозяйственных и бытовых устройств нередко работают в режиме частых пусков и остановок, достигающих 7000 включений в час. А электропривод раскрутки маховика шахтного гибкого, вентиляторов, насосов и других турбомеханизмов, хотя и имеет небольшое число включений в час, но обладает большим временем пуска, достигающим 8–10 мин [1].

Для таких электроприводов пускотормозные режимы являются определяющими в надежности и долговечности работы, потерях электроэнергии, износе.

Наилучшим по управляемости автоматизированным электроприводом переменного тока является частотный электропривод с инвертором тока или напряжения. Он по сравнению с обычными электроприводами позволяет в пусковых режимах турбомеханизмов экономить до 50% электроэнергии [2].

Однако повышенные требования к надежности электроприводов питательных насосов ТЭЦ и АЭС, перекачивающих насосов нефтепроводов и

компрессорных станций магистральных газопроводов, вентиляторов воздуховодов металлургического производства заставляют отказываться от использования частотных электроприводов только для управления пускотормозными режимами из-за насыщенности элементной базы, сложности схемы и необходимости резервирования блоков преобразователя частоты для повышения надежности их работы.

Тиристорные преобразователи напряжения (ТПН) отличаются от преобразователей частоты меньшей вентилемостью, а также меньшими массогабаритными и стоимостными показателями, большей надежностью, что позволяет с успехом использовать их для регулирования частоты вращения [3].

Сказанное, в частности, подтверждается имеющимся положительным опытом применения комплектной тиристорной станции управления ТСУ-2, разработчиком и изготовителем которой являются АО «Электропривод» и ЭПО «Преобразователь», не только для регулирования скорости, но и для управления пускотормозными режимами асинхронных электроприводов.

Основной задачей управления пуском асинхронных электроприводов турбомеханизмов про-

длительностью в несколько минут является снижение пускового тока без существенного увеличения длительности пуска.

Для исследования указанных пусковых режимов нами была разработана математическая модель с программным обеспечением системы «тиристорный преобразователь напряжения — асинхронный электродвигатель», учитывающая дискретность работы ТПН и работающая в реальном масштабе времени. Программа аналогична описанной в [4], но в отличие от последней осуществляет расчет углов управления тиристорами не заранее, а в процессе моделирования.

С ее помощью был произведен численный анализ следующих пусковых режимов асинхронного электропривода вентилятора воздуходувки нагревательной печи сортопрокатного цеха Белорусского металлургического завода:

- прямой пуск;
- пуск переключением статорных обмоток, соединенных треугольником, на звезду;
- пуск при экспоненциальном законе управления СИФУ ТСУ-2 согласно [5];
- пуск при первоначальном скачкообразном задании напряжения трогания, последующем сбросе его до минимального значения, начиная с которого обеспечивается тоже экспоненциальный закон управления согласно [6].

Электропривод имеет следующие номинальные технические характеристики: напряжение 380 В, ток 200 А, частота вращения 1480 об/мин, момент 1290 Н·м, механическая мощность 200 кВт, КПД 0,94, коэффициент мощности 0,92. Асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором имеет соединение статорных фазных обмоток по схеме треугольник. Его штатный пуск осуществляется переключением соединения обмоток с треугольника на звезду.

Моделировался предписанный технологическим процессом пуск электродвигателя вентилятора при закрытой задвижке воздуходувки, когда момент трогания составляет 8%, а установившийся вентиляторный нагрузочный момент при номинальной частоте вращения — 34% номинального значения. В дальнейшем задвижка воздуходувки открывается, и в запущенном до номинальной скорости электродвигателе ток и момент возрастают тоже до номинального значения.

Выяснилось, что скачкообразная подача напряжения в начале пуска приводит к ударным токам, достигающим, например, при прямом пуске, семикратных значений от номинального (1400—1500 А).

Заключительная фаза пуска, осуществляемая при экспоненциальном законе управления, также неудовлетворительная из-за больших значений пускового тока, достигающих пятикратных значений (800—950 А), почти вдвое превышающих текущее значение.

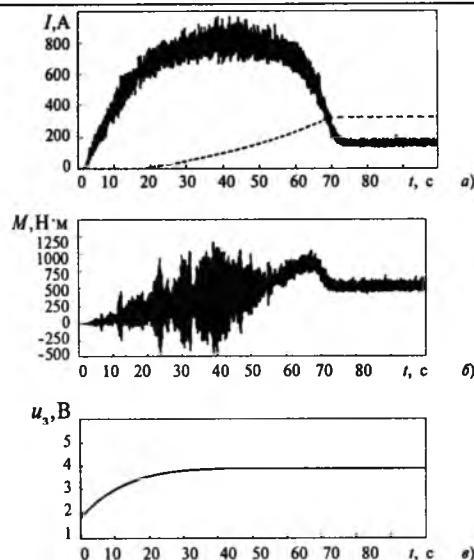


Рис.1. Временные диаграммы частоты вращения, статорного тока (а) и момента (б) асинхронного электропривода вентилятора воздуходувки при законе управления пуском (в) по [6]

Хорошие результаты дал разработанный нами комбинированный закон управления пуском, в котором осуществляется первоначальное экспоненциальное нарастание напряжения до значения напряжения трогания с постоянной времени, не меньшей, чем 1—2 электромагнитных постоянных времени электродвигателя, последующая выдержка при напряжении трогания, равная 3—6 электромагнитным постоянным времени, и увеличение напряжения по линейному закону до номинального значения в заключительной фазе пуска.

На рис.1 и 2 приведены временные диаграммы частоты вращения и момента для луч-

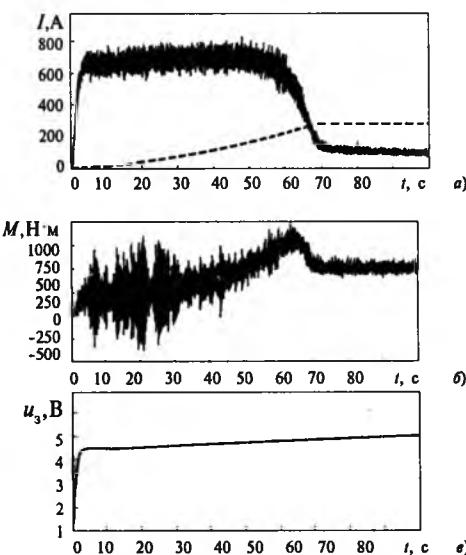


Рис.2. Временные диаграммы частоты вращения, статорного тока (а) и момента (б) асинхронного электропривода вентилятора воздуходувки при законе управления пуском (в), разработанном авторами

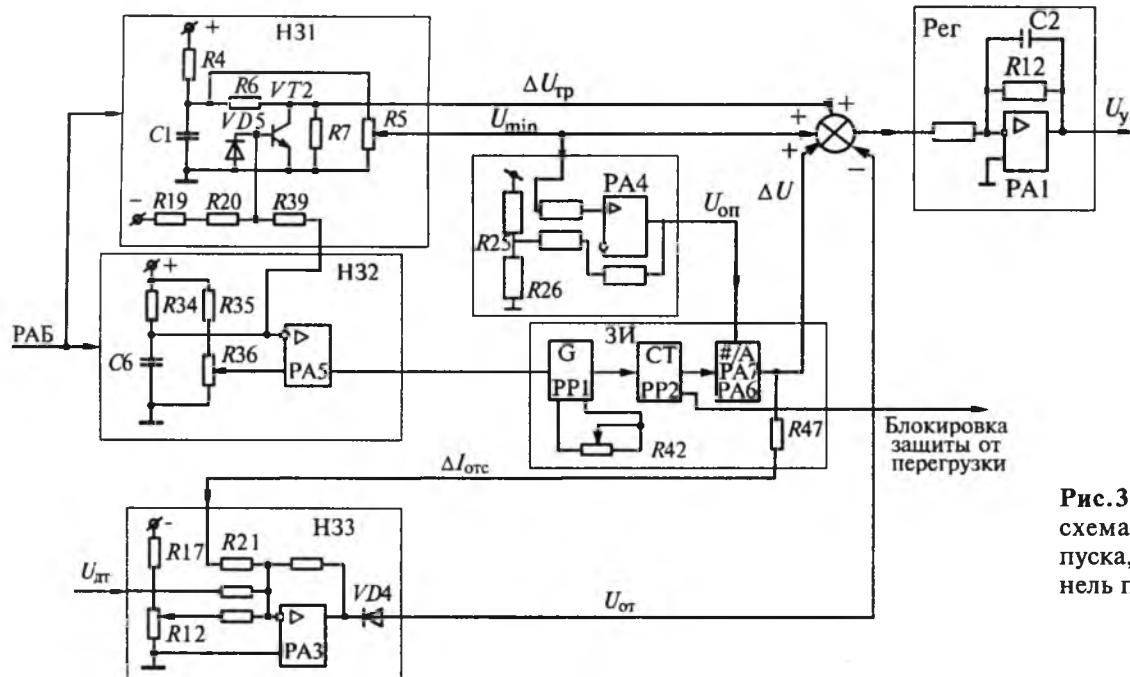


Рис.3. Электрическая схема платы плавного пуска, заменяющей панель пуска в ТСУ-2

шего из исследованных и описанного нами в [6] закона управления пуском асинхронного электропривода вентилятора воздуховодки, которые убеждают в преимуществе последнего. Действительно, при одинаковой длительности пуска в первом случае пусковой ток достигает 800 А с пульсациями ± 150 А, а во втором — 700 А с пульсациями ± 100 А. Кроме того, пульсации момента в первом случае лежат в диапазоне от -500 до $+1150$ Н·м, а во втором — от -300 до $+800$ Н·м.

Пуск по предложенному нами способу внедрен на Белорусском металлургическом заводе (г. Жлобин) взамен используемого штатного пуска переключением со звезды на треугольник асинхронного электропривода вентилятора воздуховодки нагревательной печи сортопрокатного цеха.

Для управляемого пуска используется комплектная тиристорная станция управления ТСУ-2, где панель пуска заменена разработанной нами платой плавного пуска, схема которой представлена на рис.3.

Плата формирует временнюю диаграмму напряжения управления СИФУ из трех участков: первоначальное нарастание по экспоненте, последующая выдержка на постоянном уровне или снижение до минимального значения по экспоненте, заключительное нарастание по линейному закону до номинального значения.

Диапазоны регулирования параметров временной диаграммы напряжения управления СИФУ

Напряжение пика, В	0—10
Напряжение полки, В	0—8
Время нарастания пикового напряжения, с	0—4
Время уменьшения напряжения трогания, с	0—4
Длительность полки, с	0—6,5
Время пуска, мин	0,5—4,5

Формирование линейно-нарастающей части диаграммы осуществляется с помощью цифроаналогового задатчика интенсивности, а остальных участков — с помощью RC -цепей.

Время первоначального нарастания сигнала задания определяется постоянной времени $R4C1$ -цепи в звене $H31$. Напряжение трогания является суммой сигналов U_{min} , регулируемых потенциометром $R5$, и напряжения U_{tr} с делителя $R6R7$. Снижение сигнала задания от напряжения трогания до напряжения выдержки выполняется транзистором $VT2$, который при открывании шунтирует резистор $R7$. Требуемое время спада и интенсивность снижения сигнала задания обеспечиваются напряжением смещения базы транзистора $VT2$ через резисторы $R19$, $R20$. Время требуемое для затухания электромагнитных переходных процессов, задается в звене $H32$ потенциометром $R36$. Обеспечение требуемого уровня и фронта сигнала разрешения работы задатчика интенсивности $3И$ производится компаратором на операционном усилителе $PA5$.

Цифроаналоговый задатчик интенсивности $3И$ состоит из задающего генератора, собранного на микросхеме ($PP1$), счетчике ($PP2$) и цифроаналоговом преобразователе ($PA6$, $PA7$). Время его развертки задается переменным сопротивлением $R42$, определяющим тактовую частоту генератора.

Для того, чтобы при пуске двигателя не сработала имеющаяся в ТСУ-2 защита преобразователя от перегрузки по току, она на время пуска блокируется сигналом с выхода счетчика ($PP2$) и разблокируется только по окончанию пуска с задатчика интенсивности.

Производственные испытания описанной системы пуска, проведенные на Белорусском ме-

таллурическом заводе и меховой фабрике (г.Жлобин), показали, что в разомкнутой системе пуска в связи с длительным разгоном (до 2—3 мин) на неустойчивой части механической характеристики двигателя и наличием нелинейности в прямом канале возникают автоколебания тока статора с частотой нескольких герц и амплитудой, равной пусковому току.

Для исключения автоколебаний и обеспечения заданного токоограничения при минимально возможном времени пуска была введена обратная связь по току с отсечкой. Это позволило задать значение пускового тока статора и уменьшить амплитуду автоколебаний до допустимых пределов. Датчик тока статора в ТСУ-2 выполнен в виде трехфазного трансформатора тока, работающего на выпрямитель. В подобной системе измеряется среднее значение тока, поэтому при уменьшении угла отпирания тиристоров рост процентного отношения первой гармоники тока статора не фиксируется. Для компенсации увеличения первой гармоники тока статора в системе пуска предусмотрено суммирование сигнала датчика тока с сигналом задатчика интенсивности (рис.3).

В процессе эксплуатации описанной системы управления пуском вентиляторного электропривода была установлена почти пропорциональная

зависимость между временем пуска и максимальным значением пускового тока. Так, при пусковом токе, в 3 раза превышающем номинальный, время разгона составило 47 с, а при токе в 1,25 раза больше номинального — 90 с. В пределе удается снизить пусковой ток почти в 5 раз по сравнению с пуском по схеме звезда—треугольник, правда при более чем двухкратном увеличении времени разгона.

Список литературы

1. Луковников В.И., Середа В.П. Динамические режимы работы асинхронного электропривода. М.: ВЗПИ, 1990.
2. Лезиов Б.С. Экономия электроэнергии в насосных установках. М.: Энергоатомиздат 1991.
3. Анисимов В.А. и др. Опыт разработки и применения ТПН для управления асинхронными электроприводами//Электротехника. 1993. № 6. С.38—41.
4. Масандров Л.Б., Мельник Р.Р. Система программ для расчета и анализа асинхронного электропривода с реверсивным тиристорным преобразователем напряжения//Электротехника. 1998. № 9. С.58—63.
5. Лебедев К.Н., Громак В.В. Теоретическое обоснование параметров устройства плавного пуска погружных электронасосов//Сборник научных трудов ВНИПТИМЭСХ. Зерноград: ВНИПТИМЭСХ, 1993.
6. А.с. 1108589, кл. НО2Р1/26 от 15.04.84. Способ пуска малоинерционного асинхронного электродвигателя.

Результаты испытаний и опытной эксплуатации на предприятиях региона КМА энергосберегающих устройств на основе частотно-регулируемого электропривода с транзисторными преобразователями АТ 01 (АТ 02)

ХЕЧУЕВ Ю.Д., канд.техн.наук

ОАО НИИКМА

Результаты испытаний и опытной эксплуатации технологических механизмов — насосов, питателей и др. с частотно-регулируемыми приводами на базе преобразователей АТ 01 показывают снижение расхода электроэнергии на 35—40% и более, уменьшение износа и аварийности механизмов и узлов.

Многие нерегулируемые приводы с асинхронными двигателями, а их доля в мощностях предприятий составляет до 30%, дают потери энергии до 60%. Кроме того, работа оборудования на постоянных высоких режимах приводит к повышенному его износу.

Большая доля электроприводов оборудования — насосов, вентиляторов, компрессоров, питателей и др. — на технологических процессах на значительное время может быть переведена на оптимальные, пониженные режимы работы, что приведет к значительному (до 40—60%) сниже-

нию потребляемой электроэнергии за счет отказа от регулирования дроссельными устройствами — задвижками, шиберами и др.

Перспективным для многих механизмов относительно небольшой мощности является применение частотно-регулируемых электроприводов с транзисторными преобразователями и современными системами управления.

В статье рассматривается практика построения электроприводов на основе транзисторных преобразователей частоты АТ 01 и АТ 02 мощностью от 7,5 до 315 кВт, массой 40—110 кг, разра-

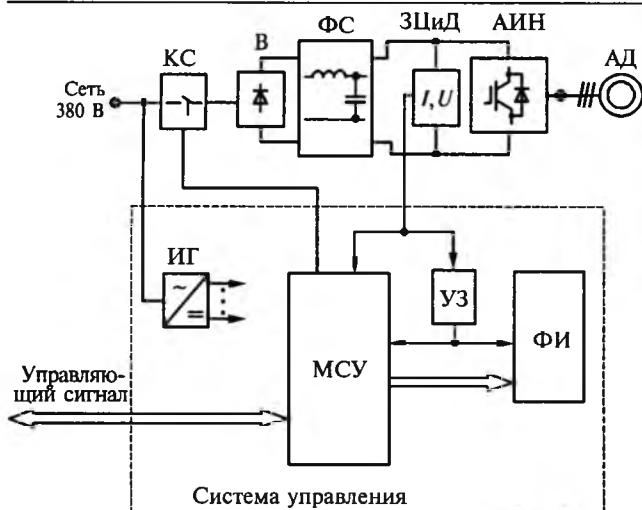


Рис.1. Блок-схема транзисторных преобразователей частоты серии АТ 01

ботанных корпорацией «ТРИОЛ».

Блок-схемы таких электроприводов показаны на рис.1, где *КС* — коммутационные аппараты для подключения электропривода к сети и аварийного отключения; *В* — силовой выпрямитель сетевого напряжения; *ФС* — фильтр силовой для сглаживания пульсаций тока; *ЗЦ* и *Д* — узел защитных цепей и датчиков для защиты преобразователя от перенапряжений, перегрузки и *КЗ*; *АИН* — транзисторный автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией *ШИМ*, для преобразования постоянного напряжения в переменное требуемой частоты и значения; *АД* — приводной электродвигатель. Система управления включает: *ИП* — источник питания устройств управления и защиты; *МСУ* — микропроцессорный контроллер для формирования управляемых сигналов *АИН* по закону

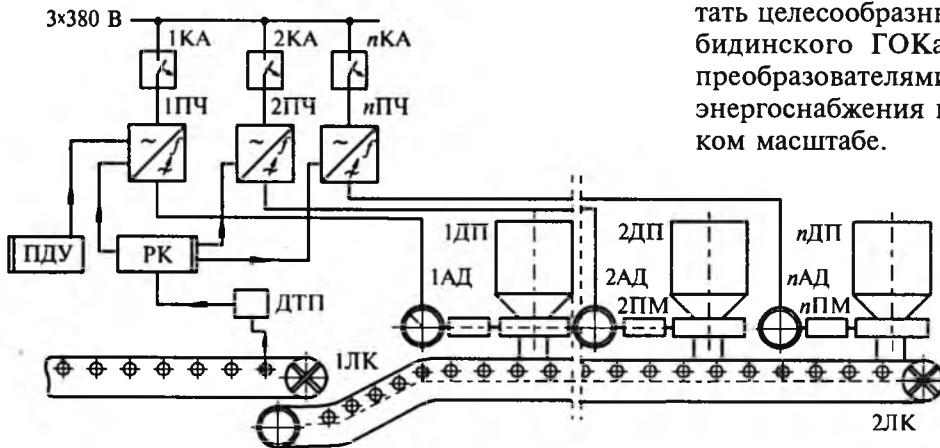


Рис.2. Система энергопривода дискового питателя шихты с преобразователями частоты АТ 01 на ФОКе ЛГОКа:

1КА—*nКА* — коммутационные аппараты; *1ПЧ*—*nПЧ* — преобразователи частоты; *1ДП*, *2ДП* — дисковые питатели; *1ЛК*, *2ЛК* — ленточные конвейеры; *1АД*—*nАД* — асинхронные двигатели; *1ПМ*—*nПМ* — приводные механизмы; *ПДУ* — пульт дистанционного управления; *РК* — блок управления; *ДТП* — датчик технологического процесса

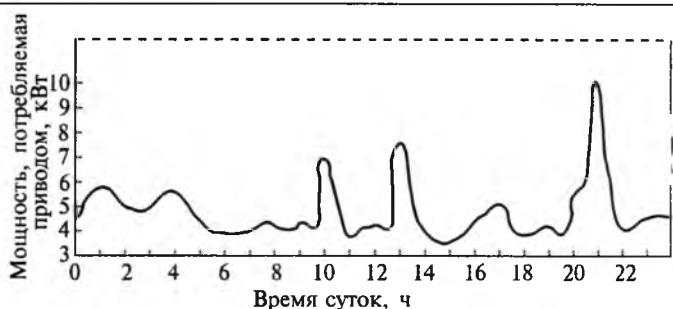


Рис.3. Мощность, потребляемая электродвигателем привода дискового питателя фабрики окомкования ЛГОКа с автоматическим частотным регулированием режима по времени суток

ШИМ, а также управления приводом в функции сигналов датчиков; *ФИ* — формирователь импульсов управления транзисторами для усиления сигналов и разделения управления с силовой частью; *УЗ* — устройство защиты для включения транзисторов *АИН* и преобразователя при токах перегрузки и *КЗ*, перенапряжения, а также нарушения технологического режима.

В соответствии с положениями «Программы энергоснабжения на ЛГОКе» на фабрике окомкования в 1997 г. смонтирован и пущен в опытную эксплуатацию преобразователь АТ 01-37, как регулирующий и энергосберегающий привод дискового питателя шихты с многоскоростным двигателем АО-82-2-4-6-8 (рис.2). После этого оказался возможным запуск многоскоростного двигателя на третьей и четвертой скоростях, невозможный при прямом включении в сеть из-за недостаточного пускового момента.

Учитывая высокие показатели регулирования технологических механизмов и снижение расхода электроэнергии, было принято решение считать целесообразным оснащение механизмов Лебединского ГОКа (питателей, насосов и др.) преобразователями частоты АТ 01. Программа энергоснабжения на ЛГОК реализуется в широком масштабе.

Преобразователь частоты АТ 01-15 установлен на насосной установке горячего водоснабжения теплового пункта ТП-38 МУП «Курскортеплосети» в 1996 г. Преобразователь смонтирован с функцией поддержания давления воды при изменении расхода по времени суток от датчика МЭД.

С 15 марта по 31 августа 1996 г. отмечены:

— экономия электроэнергии на тепловом пун-

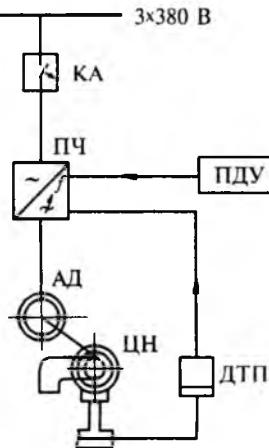


Рис.4. Система управления и регулирования электропривода насоса с преобразователем частоты АТ 01 в МП «Курскгортеплосеть»:

КА — коммутационный аппарат; ПЧ — преобразователь частоты; АД — асинхронный двигатель; ЦН — центробежный насос; ДТП — датчик технологического процесса; ПДУ — пульт дистанционного управления

кте горячего водоснабжения ТП-38 по сравнению с режимом работы до внедрения составила за 5 месяцев (апрель-август) 35,6% (рис.3);

- устойчивая работа по поддержанию давления воды;
- увеличение на 30-40% межремонтного периода оборудования;
- исключение ручной регулировки давления воды задвижками.

В дальнейшем признано целесообразным применить преобразователи АТ 01 на всех теплопунктах «Курскгортеплосети». Эта программа была реализована в 1996—1998 гг. Свыше 45 тепловых пунктов были оснащены преобразователями различной мощности (рис.4).

Кроме того, ЗАО «Белгородский цемент» было осуществлено регулирование скорости транспортера клинкера от обжиговых печей с двигателем мощностью 30 кВт, что позволило снизить расход электроэнергии на 30—35%. В результате потребляемая мощность значительно (в 2—3 раза и

более) снижается, что соответственно уменьшает расход электроэнергии.

Выводы

Опытная эксплуатация на предприятиях КМА регулируемых электроприводов, выполненная на основе транзисторных преобразователей частоты серии АТ 01/АТ 02, подтвердила эффективность применения частотно-регулируемых электроприводов.

Достигнуты:

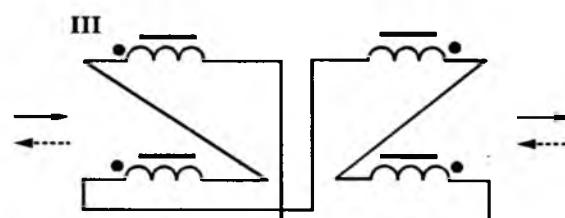
- значительное (от 20—30% до 70—80%) снижение потребляемой мощности приводов и соответственно расхода электроэнергии по сравнению с нерегулируемыми режимами работы механизмов;
- уменьшение износа механизмов за счет пониженных в основном режимов (оборотов) работы механизмов;
- достаточно высокая надежность преобразователей частоты АТ 01 (АТ 02) при эксплуатации в различных условиях на многих предприятиях региона КМА;
- высокая эффективность электронной защиты электродвигателей и преобразователей при различных нештатных и аварийных режимах работы агрегатов.



Хечуев Юрий Дмитриевич — директор отделения «Гортехтранс», заведующий лабораторией карьерного железнодорожного транспорта ОАО «Научно-исследовательский институт по проблемам КМА (ОАО НИИКМА) им. Л.Д.Шевякова». Окончил в 1961 г. Северо-кавказский Горнометаллургический институт (СКГМИ). В 1976 г. защитил кандидатскую диссертацию.

ПОПРАВКА

В статье Клементьева А.В., Олейникова А.М. «Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещенном генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора» («Электротехника», 2000, № 3, с. 22) в средней части рис.2 (с. 23) должно быть:



ХРОНИКА

к 100-летию со дня опубликования теоретической работы Арнольда по расчету коммутации электрических машин

Надежность работы электрических машин постоянного тока

100 лет тому назад вышел в свет первый фундаментальный труд, касающийся теоретических основ коммутации электрических машин¹. Значение этой работы для практики электромашиностроения оказалось необыкновенно велико. Достаточно сказать, что современные методы проектирования и расчета основаны на принципах, сформулированных Е.Арнольдом и получивших название классической теории.

В высших и средних учебных заведениях с энергетическим и электротехническим уклоном будущие инженеры и техники, приступая к изучению принципов устройства электрических машин, начинают со знакомства с теорией коммутации Арнольда.

Однако, несмотря на безусловную значимость этой теории, она не дала исчерпывающего ответа на целый ряд вопросов, имеющих важное практическое значение. В частности, в основу расчета были заложены допущения (постоянство сопротивления в скользящем контакте, равенство тангенциального размера щетки и коллекторного деления, постоянство плотности тока под щеткой и др.), которые по тому времени, являясь правомерными, впоследствии по мере создания электрических машин большой мощности и высоконапряженных в коммутационном отношении, стали отрицательно отражаться на итоговых результатах расчета узла токосъема.

Надо сказать, что на протяжении ряда лет предпринимались попытки «подновить» эту теорию и отойти хотя бы от некоторых из названных допущений, приблизив расчеты к реальным процессам.

Определенный вклад в это дело был внесен К.Пихельмайером, К.Шенфером, Р.Рихтером, М.Цорном, которые разработали методологию учета конструктивного исполнения электрических машин: длины якоря, окружной скорости на поверхности якоря, линейной токовой нагрузки якоря, а также предложили формулы учета взаимной индукции отдельных секций паза, магнитной проводимости по коронкам зубцов и лобовым частям якоря.

Примечательным в этом отношении явился период 60-х годов, когда на страницах журналов и в монографиях появились новые воззрения на характеристики щеточного скользящего контакта. В них различные авторы предлагали свои толкования по части введения в уравнение Арнольда уточнений, основанных на исследованиях свойств щеток в условиях изменяющихся токовых нагрузок, вибрационных факторов, факторов температуры и т.п. Данному вопросу в нашей стране были посвящены че-

тыре научно-практические конференции, результаты которых подробно освещались в журналах «Электричество», «Вестник электропромышленности», а также в специальных сборниках, публикуемых по итогам работы этих форумов. Исследование свойств щеточного контакта нашло отражение также в ряде диссертационных работ этого периода.

Однако, несмотря на все попытки придать уравнению Арнольда более строгое математическое выражение, в частности, за счет уточнения характеристик щеточного контакта, не увенчались успехом: расчет магнитной системы по-прежнему остается приблизительным, в результате чего на конечной сборочной операции нередко приходится производить наладочные работы путем регулировки зазоров добавочных полюсов или замены марок щеток. Последнее обстоятельство явилось серьезным толчком к разработке целой серии новых щеточных материалов. Надо сказать, что рассматриваемый период (60—70 годы) характеризовался созданием большого числа серий и типов высокопрочных электрических машин, весьма напряженных в коммутационном отношении. Это были двигатели и генераторы прокатных станов мощностью до 10 тыс. кВт в единице, тяговые двигатели электроподвижного состава, работающие в режимах повышенных вибраций и широкого диапазона температур, а также ряд машин специального применения, на которых щетки, выпускаемые в то время промышленностью, оказались не способными обеспечить ни надлежащую коммутацию, ни требуемую износостойчивость.

Отчасти этим обстоятельством можно объяснить тот факт, что в это время Научно-исследовательским институтом электроугольных изделий (НИИЭИ) осваивались в промышленности принципиально новые щеточные материалы, выгодно отличающиеся от своих предшественников по всем эксплуатационным показателям. Это, в первую очередь, — щетки марок ЭГ61А и ЭГ841 для всех типов электрических машин железнодорожного и городского транспорта; щетки ЭГ74К для машин речных и морских судов; щетки ЭГ85 для нужд Минчермета; щетки 611 ОМ, ЭГ74АФ и ЭГ2АФ для сверхмощных турбогенераторов; наконец щетки Г27 и «ВТ» для широкой серии машин сверхзвуковых летательных аппаратов.

Благодаря этим новым разработкам удалось разрешить целый ряд серьезных проблем, которые на разных стадиях развития электромашиностроения не находили практического выхода из-за несовершенства расчетов, обусловленных принятыми допущениями в классической теории коммутации.

Коршунов Г.М., директор ГУП «НИИЭИ»
Степанов В.П., кандидаты техн. наук

¹ Arnold E., Mie C. Über den Kurzschluss der Soulen und die Kommutation des Stromes einer Gleichstromanker. Elektrotechnische Zeitschrift. 1899. S. 97—150.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

ЛЕВ НИКОЛАЕВИЧ РАССУДОВ

(к 60-летию со дня рождения)

2 февраля 2000 г. исполнилось 60 лет проректору и заведующему кафедрой робототехники и автоматизации производственных систем Санкт-Петербургского государственного университета им. В.И.Ульянова (Ленина), доктору технических наук, профессору, заслуженному деятелю науки РФ, члену Международной энергетической академии, члену Академии наук высшей школы и члену-корреспонденту электротехнических наук Льву Николаевичу Рассудову.

После окончания Ленинградского электротехнического института в 1963 г. свою трудовую деятельность он начал с должности младшего научного сотрудника электротехнической лаборатории.

В 1969 г. ему присуждена ученая степень кандидата технических наук, а в 1984 г. — ученая степень доктора технических наук.

С 1984 г. он профессор кафедры «Электрификация и автоматизация промышленных предприятий» ЛЭТИ.

Вся трудовая деятельность Л.Н.Рассудова неразрывно связана с С.-Петербургским государственным электротехническим университетом.

Профессор Л.Н.Рассудов является ведущим ученым и талантливым организатором в области автоматизированного электропривода.

Его научная деятельность связана с созданием теории, разработкой и внедрением электроприводов с распределенными параметрами исполнительных механизмов. Возглавляя научное направление по указанной проблеме, он разработал научные основы управляемости электроприводов, работающих на нежесткие пространственные конструкции, что позволило решить ряд важных задач по стабилизации пространственного движения рабочих органов манипуляторов с распределенными параметрами.

В рамках структурной теории систем с распределенными параметрами им создана теория систем управления электроприводами волновых точечно-неоднородных кольцевых объектов, что позволило поставить на научную основу их проектирование. Результаты исследований Л.Н.Рассудова, развивающие прикладные вопросы построения систем программного управления в своих раз-



работках использовали многие организации, в том числе ОАО «Электроприводов», ЦНИИТ судостроения, НПО «Прометей», Государственный оптический институт им. Вавилова и др.

Под руководством и при участии Л.Н.Рассудова выполнены работы в области организации движения многокоридорных объектов, послужившие основой для развития теории управления согласованным движением отдельных координат в режиме воспроизведения программных траекторий.

На основе научных и практических результатов исследований Л.Н.Рассудова разработаны различные модификации робототехнических комплексов, позволяющих производить крупногабаритные изделия из композитных материалов для военно-морского флота.

Под руководством и при непосредственном участии Л.Н.Рассудова выполнено более 40 научно-исследовательских и проектных работ, ставших основой для создания и внедрения в промышленность системы управления гаммы «СКАН».

На основе научных работ Л.Н.Рассудова разработаны и внедрены системы программного управления оборудованием, реализующие необходимый рисунок формирования изделий.

Различные модификации систем программного управления оборудованием и образцы производимых конструкций неоднократно экспонировались на Всесоюзных и международных выставках (ВДНХ СССР, Лейпцигская ярмарка, Нижегородская ярмарка и др.).

В настоящее время одним из направлений научной деятельности Л.Н.Рас-

судова является разработка проблем энергосурсосбережения средствами электропривода.

Л.Н.Рассудов автор более 140 научных работ, в том числе 4 монографии, 15 авторских свидетельств. Им подготовлено 29 кандидатов технических наук.

Л.Н.Рассудов неоднократно выступал с докладами на международных и всероссийских конференциях, участвовал в их подготовке и проведении.

Профессор Л.Н.Рассудов является членом ряда научно-технических советов, членом Советов по защите докторских и кандидатских диссертаций.

Профессор Л.Н.Рассудов много сделал и делает для совершенствования учебного процесса, подготовки инженерных и научно-педагогических кадров, развития материально-технической базы кафедры.

Сотрудничество с рядом западных фирм позволило серьезно обновить научно-учебные лаборатории современным испытательным оборудованием (САПР, компьютерные средства автоматизации, электронное оборудование и др.).

Кафедра, возглавляемая Л.Н.Рассудовым, продуктивно работает с иностранными учащимися в рамках магистратуры и аспирантуры.

Профессор Л.Н.Рассудов ведет большую научно-общественную работу, являясь заместителем председателя научно-методического совета по специальности 18.04 «Электропривод и автоматика промышленных комплексов» УМО по энергетическим и электротехническим специальностям, руководителем регионального объединения этого Совета и членом ряда других методических и координационных Советов. Он является вице-президентом ассоциации «Автоматизированный Электропривод».

Высокая научная эрудиция, профессионализм, высокие организаторские способности снискали Л.Н.Рассудову заслуженный авторитет и широкую известность среди ученых и специалистов-электротехников.

Коллеги и друзья желают ему здоровья и творческих успехов в науке и педагогике.

ОЛЬГЕРД ВЛАДИСЛАВОВИЧ СЛЕЖАНОВСКИЙ

(к 80-летию со дня рождения)

7 июля 2000 г. исполняется 80 лет заслуженному деятелю науки и техники Российской Федерации, почетному академику РАЭН, доктору технических наук, профессору, участнику Великой Отечественной войны Ольгерду Владиславовичу Слежановскому.

Основная деятельность О.В.Слежановского связана с электротехнической промышленностью. Более 40 лет Ольгерд Владиславович проработал во ВНИИэлектропривод, из них 25 лет в должности заместителя директора по научной работе.

Многие годы О.В.Слежановский руководил созданием и реализацией комплексных программ, в том числе международных, по разработке и организации производства специализированного электрооборудования и комплектных электроприводов для различных потребителей. При этом решались задачи создания как силовой части оборудования — преобразователей и исполнительных двигателей, так и унифицированных средств управления с использованием различной элементной базы — от магнитных и электромашинных усилителей до средств силовой электроники. По мере совершенствования силовых приборов пересматривались принципы исполнения преобразователей и соответственно расширялись зоны применения приводов переменного тока.



Под руководством О.В.Слежановского выполнен ряд пионерских работ, впервые реализованных на отечественных и зарубежных объектах.

Профессор О.В.Слежановский является признанным руководителем научной школы в области исследований и проектирования комплексных систем электроприводов для прокатного производства.

В ряде случаев он был руководителем наладочных пусковых работ, проводимых в стране и за рубежом.

Профессор О.В.Слежановский автор 75 научных работ, опубликованных в отечественных и зарубежных изданиях, 6 монографий, а также ряда изобретений, внедренных в промышленности. Под его научным руководством подготовлена защита 9 кандидатских диссертаций.

О.В.Слежановский был участником и организатором отечественных и международных конференций, выезжал в служебные командировки

за границу, в том числе в качестве консультанта на пусковые объекты.

Более 10 лет О.В.Слежановский являлся членом экспертного совета ВАК. Он член Ассоциации инженеров силовой электроники и член экспертного совета ВНИИЭМ.

С 1994 г. О.В.Слежановский заместитель главного редактора журнала «Электротехника».

На этом посту он проявляет свойственные профессионализм и организаторские способности. По его инициативе и при непосредственном участии были подготовлены многие тематические номера журнала.

Большую работу проводит О.В. Слежановский по расширению авторского коллектива и тематики журнала. Его заслуженный авторитет в научном мире и доброжелательное отношение к людям помогают в работе с авторами, способствуют совершенствованию публикуемых статей.

Широкий кругозор, научная интуиция, умение понять новизну темы О.В.Слежановского позволили открыть в журнале рубрику «Научные гипотезы», пользующуюся интересом читателей.

Редакция и редколлегия журнала «Электротехника», его авторы и читатели, многочисленные коллеги и ученики поздравляют Ольгерда Владиславовича с юбилеем и желают здоровья, счастья и творческих успехов.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 29.03.2000. Подписано в печать 26.05.2000. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 57

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

Министерство топлива и энергетики Российской Федерации,
Представительство РАО "ЕЭС России" по управлению
акционерными обществами Уральской части России "УРАЛЭНЕРГО",
Российское агентство энергоэффективности,
Федеральный центр малой и нетрадиционной энергетики
Министерства топлива и энергетики Российской Федерации,
ОАО "БАШКИРЭНЕРГО",
Центр "РИД"



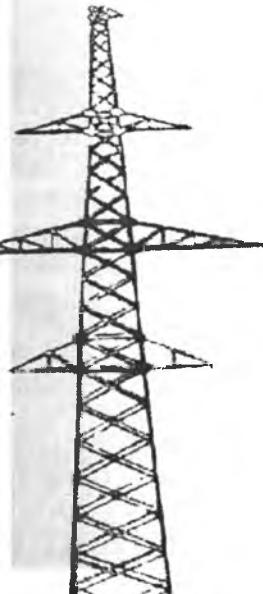
ШЕСТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
УралЭнерго - 2000

РЕСПУБЛИКАНСКИЙ ВЫСТАВОЧНЫЙ КОМПЛЕКС

ОСНОВНЫЕ РАЗДЕЛЫ ВЫСТАВКИ

- теплотехническое оборудование; ● котлы, горелки, котельное и вспомогательное оборудование, теплообменные аппараты;
- водоподготовка для энергетических установок; ● диагностика энергетического оборудования; ● турбогенераторы, турбины, компрессоры, вспомогательное оборудование; ● газотурбинные установки; ● приборы контроля и автоматики в энергетике;
- теплофикационные магистральные системы и техника их соединения; ● стандартные передаточные станции для централизованного теплоснабжения промышленных, социально-культурных и жилищно-коммунальных объектов;
- оборудование для электростанций и подстанций, для организации сетей распределения, передачи и производства электроэнергии; ● эффективные технологии производства электроэнергии; ● средства связи в энергетике; ● АСУ для электростанций; ● программное обеспечение; ● энергосбережение;
- экологические аспекты энергетики; ● продукция кабельного производства; ● электроинструменты; ● осветительное оборудование; ● малая и нетрадиционная энергетика.

**24 - 27
ОКТЯБРЯ
Г. УФА**



АДРЕС ОРГКОМИТЕТА:

ООО Центр "РИД"

450000, Республика Башкортостан, г. Уфа, а/я1360 А
Телефон: (3472) 22 37 05, 22 46 66
Телефон/факс: (3472) 22 88 23, 22 48 57
E-mail: rid@poikc.bashnet.ru

НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ ПОЛИПЛАСТИК

ПОЛИПЛАСТИК



Уважаемые коллеги!

Научно-Производственное Предприятие "Полипластик" разрабатывает и производит в г. Москве литьевые и экструзионные композиционные полимерные материалы на основе полиамидов (марки АРМАМИД®), полипропилена (марки АРМЛЕН®) и полибутилентерефталата (марки АРМОТЕН®) конструкционного, электротехнического, антифрикционного и общего назначения для автомобильной, электротехнической, машиностроительной, электронной отраслей промышленности, а также для транспорта, бытовой техники, осветительной арматуры, электроинструмента, пожарной техники, изделий спецназначения и т.д.

Марочный ассортимент представлен широкой гаммой выпускаемой продукции, в том числе следующих видов:

- Стеклонаполненные
- Минералонаполненные
- Углеродонаполненные
- Трудногорючие
- Антифрикционные
- Эластифицированные
- Термо- и светостабилизированные
- Окрашенные.

Существующая на предприятии система качества имеет Сертификат соответствия ГОСТ Р ИСО 9001 (ISO 9001:1994).

Если у Вас есть вопросы по выбору или применению полимерных материалов обращайтесь в НПП "Полипластик". Наши специалисты приложат максимум усилий для решения Ваших проблем.

НПП "Полипластик"

119530, г. Москва, ул. Генерала Дорохова, д. 14 (Очаково).

Отдел маркетинга: (095)444-55-92, 737-75-68, 737-65-69

Факс (095)444-41-76, 737-75-64

E-mail: compas@polyplastic.ru, <http://www.polyplastic.ru>

