

ISSN 0013-5860





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

МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



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., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

АНОШИН О.А., БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А., ИНЬКОВ Ю.М.,
КОЗЯРУК А.Е., 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.,
ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном объёме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York N.Y. 10001).

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

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.

Научный редактор Л.А. Романова.

Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 11.11.2005. Подписано в печать 12.12.2005. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 123.

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

© «Электротехника», 2006 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

№ 1 ЯНВАРЬ 2006

СОДЕРЖАНИЕ

Коняев А.Ю. Электротехнический факультет УГТУ-УПИ – 75 лет на службе образованию и науке	2
Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н., Сокунов Б.А. Научные направления кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ	5
Коняев А.Ю., Коняев И.А., Кузнецов К.В. Исследование электродинамических сепараторов с вращающимся магнитным полем	10
Сарапулов С.Ф., Сокунов Б.А. Трёхфазный индукционный магнитогидродинамический насос и его математическая модель	16
Браславский И.Я. Уральская научная школа электропривода	20
Томашевский Д.Н., Кошkin А.Н. Моделирование линейных электродвигателей импульсного действия	24
Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., Мезенин С.М. Модели электропечи сопротивления и линеаризация канала управляющего воздействия системы регулирования температуры	28
Иванушкин В.А., Кожеуров В.Н., Сарапулов Ф.Н. Моделирование регулятора мощности дуговой электропечи с управляемой зоной нечувствительности	33
Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическое моделирование асинхронного частотно-регулируемого электропривода в режиме рекуперации энергии торможения в питающую сеть	37
Пластун А.Т., Денисенко В.И., Мойсейченков А.Н., Радченко Ю.Н., Рябов М.М., Чернышёв В.А. Сочвёртенный многофункциональный бесщёточный возбудитель для систем независимого возбуждения синхронных машин	45
Живоглядов Е.В., Черных И.В. Расчёт динамических режимов линейного асинхронного двигателя с использованием пакета FEMLAB	52
Левин А.Д., Радковский Г.В., Радченко Ю.Н., Липанов В.М., Шутько В.Ф. Применение широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник для улучшения качества выходного напряжения трёхуровневого инвертора	57
Авторы опубликованных статей	62
НАШИ ЮБИЛЯРЫ	
Николай Федотович Ильинский	64
Оскар Давидович Гольдберг	65

CONTENTS

Konyaev A.Yu. Electrical engineering faculty USTU-UPI – 75 years of education and research	2
Konyaev A.Yu., Sarapulov F.N., Sokunov B.A. Scientific directions of electrical engineering and electrotechnological systems department of Urals state technical university	5
Konyaev A.Yu., Konyaev I.A., Kuznetsov K.V. Analysis of the electrodynamic separators with rotating magnetic field	10
Sarapulov F.N., Sokunov B.A. Three phase induction magnetohydrodynamic pump and its mathematical model	16
Braslavskii I.Ya. Ural scientific school of the electric drive	20
Tomashevskii D.N., Koshkin A.N. Modeling of pulse linear electromotors	24
Ivanushkin V.A., Sarapulov F.N., Mezenin S.M. Models of the resistance's electric furnace and the linearization of the temperature control system's channel	28
Ivanushkin V.A., Kojeurov V.N., Sarapulov F.N. Simulation of a regulator of capacity of the arc electric furnace with a controlled zone of tolerance ..	33
Kopyrin V.S., Tkachuk A.A. Mathematical modelling of asynchronous frequency – controlled electric drive of braking energy regeneration into the mains supply	37
Plastun A.T., Denisenko V.I., Moiseichenkov A.N., Radchenko Y.N., Ryabov M.M., Chernyshov V.A. Combined multifunctional brushless exciter for independent excitation systems of synchronous machines	45
Jivoglyadov E.V., Chernyh I.V. Calculation of dynamic modes of the linear induction motor with use of package FEMLAB	52
Levin A.D., Radkovskii G.V., Radchenko U.N., Lipanov V.M., Shutko V.F. Application of selective harmonic eliminated pulse-width modulation for improvement of a voltage quality of a three-level inverter	57
The authors of published clauses	62
OUR YUBILARY	
Nikolay Fedotovich Ilinskii	64
Oskar Davidovich Goldberg	65

Электротехнический факультет УГТУ-УПИ – 75 лет на службе образованию и науке

КОНЯЕВ А.Ю.

В 2005 г. один из крупнейших технических вузов России – Уральский государственный технический университет-УПИ (УГТУ-УПИ) отпраздновал своё 85-летие. 19 октября 1920 г. был подписан декрет СНК РСФСР "Об учреждении Уральского госуниверситета", в состав которого вошёл Уральский политехнический институт (УПИ). В 1924 г. состоялся первый выпуск инженеров: институт окончили два инженера-металлурга. В настоящее время общее число выпускников УГТУ-УПИ приближается к 200 000. На 15 факультетах университета ведётся подготовка специалистов по 160 специальностям. Одним из старейших в УПИ является электротехнический факультет, на 7 кафедрах которого обучается около 3000 студентов, в том числе 1500 по очной форме обучения.

Очевидно, что подготовка инженеров невозможна без изучения электротехники. Уже в 1921 г. в институте началось преподавание электротехнических дисциплин и создана электротехническая лаборатория. Первым преподавателем электротехнических дисциплин стал профессор Иван Владимирович Степула (1893–1938 гг.). В 1925 г. в УПИ состоялся первый выпуск инженеров-электромехаников. Среди четырёх выпускников был Николай Сергеевич Сиунов (1903–1989 гг.), впоследствии профессор, доктор технических наук, ректор института (1955–1966 гг.), создавший кафедру электрических машин и возглавлявший её 56 (!) лет.

Отсчёт жизни электротехнического факультета ведётся с 1930 г., когда в результате структурной перестройки на базе УПИ были созданы отраслевые вузы, в том числе Уральский энергетический институт, в котором сосредоточилась подготовка специалистов по энергетическим и электротехническим специальностям. В 1934 г. отраслевые вузы вновь объединились в Уральский индустриальный институт (название УПИ возвращено в 1948 г.) и организовался энергетиче-

ский факультет, первым деканом которого становится Н.С. Сиунов. В 30-е годы созданы все семь кафедр, и ныне входящих в состав электротехнического факультета (приводятся современные названия кафедр): автоматизированных электрических систем (1930 г.), теоретической электротехники и технологий электроснабжения (1930 г.), электрических машин (1931 г.), электропривода и автоматизации промышленных установок (1934 г.), техники высоких напряжений (1934 г.), электротехники и электротехнологических систем (1934 г.), безопасности жизнедеятельности (1937 г., в составе ЭТФ с 1939 г.).

В настоящее время на факультете ведётся подготовка инженеров по 11 специальностям: 140201 – высоковольтные электроэнергетика и электротехника (выпускающая кафедра ТВН); 140203 – релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем (АЭС); 140204 – электрические станции (АЭС); 140205 – электроэнергетические системы и сети (АЭС); 140211 – электроснабжение (ТЭТЭ); 140601 – электромеханика (ЭМ); 140602 – электрические и электронные аппараты (ТВН); 140604 – электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов (ЭАПУ); 140605 – электротехнологические установки и системы (ЭЭТС); 140610 – электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений (ЭЭТС); 280101 – безопасность жизнедеятельности в техносфере (БЖД).

В начале 50-х годов на факультете велась также подготовка инженеров по специальности "электрический транспорт", которая в 1956 г. была передана во вновь созданный Уральский электромеханический институт инженеров железнодорожного транспорта.

С 1994 г. кафедра АЭС перешла на многоуровневую подготовку специалистов (бакалавр – инженер – магистр) по направлению 140200 – электроэнергетика. В 2001 г. состо-

ялись первые защиты магистерских диссертаций.

В настоящее время на факультете работают 125 преподавателей, в том числе 17 профессоров, докторов наук и 75 доцентов, кандидатов наук. Через аспирантуру и докторантуру университета на факультете ведётся подготовка кадров высшей квалификации по 5 научным специальностям: 05.09.01 – электромеханика и электрические аппараты; 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы, 05.09.10 – электротехнологии; 05.14.02 – электрические станции и электроэнергетические системы; 05.26.01 – охрана труда.

С первых лет создания факультета его преподаватели наряду с организацией учебного процесса ведут научные исследования в интересах создававшихся на Урале предприятий тяжёлой промышленности. Научные исследования того периода были ориентированы, прежде всего, на повышение эффективности работы электрооборудования электростанций, создание систем энергоснабжения и освещения предприятий. В военные годы учёные факультета занимались проблемами оборононой промышленности, в частности, выполнен комплекс работ по экономии электроэнергии на Уралмашзаводе, разработаны установки для сварки броневой стали трёхфазной дугой и др. Следует отметить, что в эти годы в УПИ работали эвакуированные из других городов профессора Л.И. Аронов, С.А. Пресс, В.А. Толвинский, И.Д. Урусов, П.А. Фридкин, К.И. Шенфер, Г.И. Штурман и др., много сделавшие для развития научных исследований в уральском вузе.

В послевоенные годы на факультете начали формироваться научные школы, успехи которых становились всё более заметными. Например, исследования возможности передачи энергии постоянным током закончились созданием первой в СССР опытно-промышленной линии постоянного тока "УПИ – завод Уралэлектротяжмаш" с напряжением 10 кВ (1948 г.). В конце 50-х годов на факультете под руководством профессора М.М. Акодиса создана уникальная промышленно-исследовательская установка коммутационных испытаний электрических аппаратов высокого напряжения. Выполнение научных работ на этой установке на долгие годы определи-

ло лидерство кафедры ТВН и электротехнического факультета по объёмам финансирования НИОКР в УПИ. В середине 60-х годов пущена в строй уникальная лаборатория физического (электродинамического) моделирования электрических систем, которая долгие годы использовалась в научных исследованиях и учебном процессе факультета.

Качественный скачок в организации научной работы на факультете произошёл в 1957 г., когда по Постановлению Правительства РФ в институте были созданы проблемные научно-исследовательские лаборатории, коллективы которых взялись за решение крупных научных проблем. Становление научных школ УПИ в области электроэнергетики и электротехники в этот период связано с именами профессоров М.М. Акодиса, Д.А. Арзамасцева, В.Е. Полякова, М.Г. Резина, Н.С. Сиунова, В.Г. Созонова, В.Н. Шихова, В.А. Шубенко, А.А. Янко-Триницкого. Работы этих учёных составили основу тех научных направлений, в которых исследования ведутся и в настоящее время. Вот их неполный список:

- разработка информационного и математического обеспечения задач проектирования и управления режимами электроэнергетических систем в условиях рыночных отношений;
- развитие больших систем энергетики и энергетическая безопасность;
- создание научных основ применения мощных высокочастотных электромагнитных и акустических полей в энергосберегающих, экологически чистых технологиях обработки материалов и изделий и разработка оборудования для их реализации;
- развитие теории и разработка основ проектирования серии нового поколения ресурсо- и энергосберегающих бесщёточных возбудительных устройств синхронных машин различного назначения;
- разработка и исследование электрических машин переменного тока специальной конструкции;
- разработка современных систем электропривода переменного тока с микропроцессорным управлением, оптимизированных по энергетическим показателям;
- моделирование и исследование сопряженных электромеханических и тепловых процессов в электротехнологических устройствах;

ствах с целью снижения энергопотребления и др.

Подробнее о научных работах в указанных направлениях будет сказано в статьях, вошедших в настоящий номер журнала. Чтобы не повторяться, приведем лишь несколько фактов, свидетельствующих об авторитете научных школ УГТУ-УПИ. В 1993 г. на базе УГТУ-УПИ создано Уральское отделение Академии электротехнических наук РФ, председателем которого избран заведующий кафедрой ЭЭТС, профессор Ф.Н. Сарапулов. Восемь профессоров электротехнического факультета являются членами и членами-корреспондентами отраслевых академий. Премии Правительства РФ за 1999 г. в области науки и техники удостоены профессора А.Л. Мызин и Л.Л. Богатырёв (за цикл работ по энергетической безопасности регионов РФ). В 2004 г. на базе УГТУ-УПИ создано Уральское региональное отделение Учебно-методического объединения вузов РФ по образованию в области энергетики и электротехники (председатель совета УРО УМО – ректор университета, член-корреспондент РАН С.С. Набойченко, заместитель председателя – декан электротехнического факультета, профессор А.Ю. Коняев). Начиная с 30-х годов на факультете успешно работают диссертационные советы. В 2001 г. утвержден новый состав докторского диссертационного совета при УГТУ-УПИ по 3 научным специальностям (05.09.01 – электромеханика и электрические аппараты; 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы; 05.14.02 – электрические станции и электроэнергетические системы). За последние пять лет на факультете защищено 7 докторских и 28 кандидатских диссертаций.

Признанием научного авторитета УГТУ-УПИ в области электроэнергетики и электротехники является успешное проведение на базе электротехнического факультета Всероссийских научно-технических конференций с широким международным участием. Вот некоторые из них: "Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы" (2003 г.); "Энергосистема: управление, качество, конкуренция" (2-я конференция, 2004 г.); "Электроприводы переменного тока"

(13-я конференция, 2005 г.). Готовится Всероссийская конференция "Актуальные проблемы ресурсо- и энергосберегающих электротехнологий" (март 2006 г.). По инициативе кафедр факультета регулярно проводятся региональные научно-практические семинары и конференции.

Результаты научных работ находят применение в учебном процессе: используются при выполнении курсовых и дипломных проектов, включаются в учебные пособия и методические разработки, издаваемые на факультете. Научное сотрудничество с предприятиями способствует обновлению учебных лабораторий факультета. Например, в 2000 г. на кафедре АЭС пущена в строй новая лаборатория моделирования электроэнергетических систем, на базе которой создается Учебно-тренажёрный комплекс АО "Свердловскэнерго". В 2004 г. на кафедре ЭАПУ введена в эксплуатацию новая учебная лаборатория современных систем электропривода и технологической автоматики, не имеющая аналогов в вузах РФ.

Активность факультета в научных исследованиях является одним из необходимых условий подготовки собственных кадров. Студенты старших курсов привлекаются к выполнению научных исследований. Как результат, студенческие научные работы, ежегодно представляемые на конкурсы различного уровня, регулярно завоевывают призовые места. Многие студенты к моменту окончания вуза имеют опыт публикации результатов исследований. Всё это отражается на качестве подготовки специалистов, позволяет привлекать выпускников факультета в аспирантуру университета и к работе на кафедрах в качестве преподавателей.

Факультет гордится своими выпускниками, многие из которых возглавляли и возглавляют крупные организации и предприятия энергетики и электротехники не только Уральского региона, но и всей России (в том числе Москвы и Санкт-Петербурга).

Приведённые факты являются свидетельством того, что электротехнический факультет УГТУ-УПИ не только имеет славную 75-летнюю историю, но и продолжает развиваться, оставаясь на передовых рубежах науки и техники.

Научные направления кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ

КОНЯЕВ А.Ю., САРАПУЛОВ Ф.Н., СОКУНОВ Б.А.

Впервые электротехнические дисциплины в Екатеринбурге начали преподаваться в 1921 г. в Уральском университете. Этот год можно считать годом рождения методической группы (а далее и кафедры) общей электротехники. В настоящее время в штате кафедры электротехники и электротехнологических систем (бывшей кафедры общей электротехники) работают 30 преподавателей, в том числе 2 доктора технических наук, профессора; 20 кандидатов технических наук, доцентов. Она ведет подготовку инженеров по специальностям: "Электротехнологические установки и системы" и "Электрооборудование и электрохозяйство предприятий, организаций и учреждений". Кафедра располагает двумя дисплейными классами, лабораториями по общей электротехнике, электронике, микропроцессорной технике, электромеханике, специальным электротехнологическим установкам.

Одними из основоположников работ по исследованию и созданию в нашей стране электродвигателей с разомкнутыми магнитопроводами являются профессора Г.И. Штурман и П.А. Фридкин. В годы Великой Отечественной войны оба эти специалиста-электротехника оказались в Свердловске, совместная работу на производстве с преподавательской деятельностью в Уральском индустриальном институте (ныне УГТУ-УПИ). Именно под руководством П.А. Фридкина выпускник кафедры электрических машин М.Г. Резин выполнил свою дипломную работу "Исследование двигателя с дуговым статором". Начатые совместно с П.А. Фридкиным исследования М.Г. Резин продолжал в аспирантуре кафедры электрических машин под руководством профессора Н.С. Сиунова. В ходе работы был создан и исследован уникальный асинхронный электродвигатель с дуговым статором мощностью около 20 кВт. Результаты этих исследований составили осно-

ву диссертации на соискание учёной степени кандидата технических наук, защищённой М.Г. Резиным в 1949 г. Признанием высокого уровня работы и интереса к ней со стороны научной общественности явилась публикация основных положений диссертации в центральной печати. Эти события объективно свидетельствовали о зарождении на кафедре электрических машин нового научного направления "Исследование и разработка электрических машин с разомкнутым магнитопроводом", которое в дальнейшем объединило интересы большой группы научных работников и преподавателей ряда кафедр института. По прикладной направленности работы можно разделить на две части: 1) разработка и исследование линейных электродвигателей для транспортных и технологических установок; 2) разработка и исследования устройств для электромагнитного воздействия (нагрева, плавки, транспортировки, перемешивания и т.п.) на жидкие металлы.

1. В конце 60-х годов на кафедре электрических машин возобновились работы по исследованию линейных электродвигателей. Во многом это связано с тем, что в этот период времени как за рубежом, так и в нашей стране разворачивались работы по созданию монорельсового транспорта с приводом от линейных электродвигателей. На кафедре формировалась научная группа, занимающаяся исследованием линейных электродвигателей. В нее помимо профессора М.Г. Резина вошли аспиранты Н.М. Пирумян и М.Г. Мурджикян. К разработке теории линейных электродвигателей подключился доцент Ф.Н. Сарапулов, к тому времени перешедший с кафедры электрических машин в Нижне-Тагильский филиал УПИ и ставший первым заведующим кафедрой физики и инженерной электротехники. Существенную поддержку эта научная группа получила в 1972 г. в свя-

зи с заказ-нарядом Минвуза СССР на научно-исследовательскую работу по теме "Исследование и разработка индукционных машин с разомкнутым магнитопроводом для целей металлургии и транспорта" (утверждена постановлением Государственного комитета СССР по науке и технике № 336 от 6 июля 1972 г.) и с появлением в составе проблемной лаборатории электрических машин соответствующей штатной группы. В это время в проблемную лабораторию электрических машин пришли А.Ю. Коняев, В.С. Проскуряков, С.В. Соболев, а несколько позже А.А. Емельянов, Ю.Р. Урманов, С.Л. Назаров и М.В. Юрченко. Одновременно в Нижне-Тагильском филиале УПИ также формировалась группа исследователей, в которую вошли В.А. Бегалов, Т.А. Бегалова, Ю.Л. Махорский, а позднее С.В. Иваницкий и Ю.В. Телешев.

В этот период выполнен ряд хоздоговорных работ с предприятиями и организациями Урала. В теоретическом плане основные достижения связаны с созданием математических моделей линейных электродвигателей на основе детализированных схем замещения, позволяющих наиболее полно отразить основную особенность линейных машин – несимметрию магнитной цепи. Выполнены исследования линейных электродвигателей разных модификаций, отличающихся как по конструкции индукторов, так и по виду вторичного элемента, исследованы различные режимы работы таких двигателей. Результаты исследований линейных электродвигателей использованы при создании промышленных и опытных установок. Созданы и введены в эксплуатацию на трубопрокатных заводах Челябинска и Первоуральска рольганговые линейные двигатели для перемещения ферромагнитных труб; совместно с Институтом горного дела Министерства черной металлургии (г. Свердловск) созданы опытные образцы ленточного конвейера и конвейерного поезда с линейными электроприводами; создан первый в стране электродинамический сепаратор на основе линейных индукторов для извлечения алюминия из твердых отходов, установленный на Ленинградском заводе по механизированной переработке

бытовых отходов; реализованы опытные отрезки промышленных транспортных систем с линейными электроприводами на "Уралвагонзаводе" (г. Нижний Тагил) и на комбинате "Ураласбест" (г. Асбест); создан ряд других опытных установок.

Результаты исследований и разработок линейных электродвигателей были положены в основу кандидатских диссертаций, защищенных практически всеми перечисленными научными работниками, и были обобщены в докторской диссертации Ф.Н. Сарапулова "Несимметричные индукционные двигатели с замкнутыми и разомкнутыми магнитопроводами" (1982 г.).

После реорганизации проблемной лаборатории электрических машин в конце 70-х годов, когда в её составе было выделено отделение кафедры общей электротехники, исследования электрических машин с разомкнутым магнитопроводом продолжились на кафедре общей электротехники (с 1994 г. кафедра электротехники и электротехнологических систем) под руководством профессора М.Г. Резина, а затем профессора Ф.Н. Сарапулова.

В последующие годы научный коллектив участвовал в разработке наиболее значительных для нашей страны проектов в области использования линейных электродвигателей. В частности, в сотрудничестве с ВНИИ взрывозащищённого электрооборудования (г. Донецк), определённым в 1984–1991 гг. как головная организация Минэлектротехпрома СССР по разработке и созданию линейных электродвигателей, созданы двигатели для привода ряда транспортно-технологических установок: конвейерного поезда, шахтной подъёмной установки, загрузочно-выгрузочной машины кольцевой нагревательной печи, штемпельного пресса для брикетирования угля (научный руководитель работ Ф.Н. Сарапулов). Совместно с ВНИПТИ вагоностроения (г. Кременчуг) в 1989–1992 гг. разрабатывались и создавались линейные электродвигатели для перемещения ферромагнитных листов в технологических линиях металлургических и машиностроительных заводов (научный руководитель А.Ю. Коняев). По заданиям ВНИПИ "Транспрогресс", а позднее

НПЦ "ТЭМП" (г. Москва) научная группа во главе с Ф.Н. Сарапуловым и В.А. Бегаловым участвовала в разработке, исследованиях и создании промышленных образцов тяговых линейных двигателей для монорельсовых транспортных систем, один из вариантов которой функционирует в г. Москве. В сотрудничестве с АО "УралэнергоКВтМет" разработаны и созданы установки электродинамической сепарации на основе линейных двигателей, отправленные на мусороперерабатывающие заводы Пятигорска и Москвы (научный руководитель А.Ю. Коняев).

Развитие в последние годы вычислительной техники и математического обеспечения (в том числе освоение стандартных пакетов Mathcad, Mathlab, Elcut и др.) позволило существенно продвинуть теорию линейных электродвигателей за счёт усложнения и уточнения их математических моделей. Такие модели делают возможными расчёты и оптимизацию системы двигатель – источник питания, расчёты динамических режимов работы двигателей, расчёты взаимоувязанных электромагнитных и тепловых процессов, учёт особенностей вторичных элементов ряда линейных двигателей (стальной вторичный элемент ограниченной толщины, вторичные элементы малых (по сравнению с полюсным делением) размеров, вторичные элементы в виде роликов и т. п.). Результаты исследований, выполненных в последние годы, нашли отражение в ряде кандидатских диссертаций (В.Н. Удинцев, В.А. Иванушкин, Д.В. Исаев, М.Ю. Кожемякин, С.Ф. Сарапулов, Д.Н. Томашевский), а также в докторских диссертациях А.Ю. Коняева "Линейные индукционные машины для технологического электромагнитного воздействия на обрабатываемые электропроводящие изделия и материалы" (1996 г.) и И.В. Черных "Основы теории и моделирование линейного асинхронного двигателя как объекта управления" (2000 г.).

2. Одним из направлений развития электротехнологических процессов является магнитогидродинамическое (МГД) воздействие различного рода в металлургических технологиях. Это МГД-методы и устройства для управления течением и обработкой расплавов с использованием целенаправленно-

го возбуждения в проводящей среде МГД-эффекта посредством приложенных извне электромагнитных полей. К ним относятся различные типы МГД-насосов, регуляторов, вентиляй и др., служащие для транспорта, дозирования, перемешивания расплавов, воздействия на структуру затвердевающего металла и т.п.

Частным применением этого метода являются электромагнитное воздействие (ЭМВ) на структуру затвердевающего металла – электромагнитное перемешивание (ЭМП) в процессе кристаллизации, ЭМП в ванне дуговой сталеплавильной печи, а также транспорт жидкого металла.

Кафедра "Электротехника и электротехнологические системы" УГТУ совместно с рядом кафедр университета и другими организациями в течение длительного времени проводит научно-исследовательские и прикладные работы, связанные с проблемой ЭМВ на жидкие металлы. Развитие ЭМВ на расплавы занимает значительное место в получении качественных металлов и сплавов. В настоящее время состояние этой проблемы сводится к совокупности частных теоретических предпосылок и отдельных экспериментальных работ, в основном применительно к чёрным и некоторым лёгким цветным металлам и сплавам.

Одни из первых работ, проводимых кафедрой ЭЭТС по электромагнитному перемешиванию, были связаны с ЭМП расплавов в дуговых сталеплавильных печах. Сюда можно отнести работы М.Г. Резина, Э.К. Кочнева, на которые ссылаются М.В. Окороков в книге "Электромагнитное перемешивание металлов в дуговых сталеплавильных печах", 1961 г., Л.А. Верте в книге "Электромагнитная разливка и обработка жидкого металла", 1967 г., и А.И. Вольдек в монографии "Индукционные гидродинамические машины с жидкокометаллическим рабочим телом", 1970 г.

В это же время в рамках НИР с промышленными предприятиями проводились исследования, связанные с определением параметров дуговых статоров для ЭМП на электропечах. Руководителями и исполнителями этих работ являются Г.П. Кропачев, М.Г. Резин, О.Н. Ермаков, Ф.И. Андреев, И.А. Кри-

вонищенко и Ю.С. Прудников. В практическом приложении эти работы были направлены на выравнивание температурного поля в объеме ванны печи, снижение ликвации по химическому составу и в ряде случаев для десульфурации.

Немного позднее начинаются работы по ЭМП специальных сплавов, в частности, жидких катодов в электролизных ваннах при помощи плоского индукционного устройства. Электромагнитный перемешиватель с транспозицией фаз позволил организовать сложное движение металла в ванне, например, по осям магнитопровода к центру или к её краям или четырёхконтурное движение в плоскости ванны.

Применение плоского электромагнитного перемешивателя обеспечило равномерность перемешивания расплава, проведение перемешивания агрессивных расплавов, снижение процента загрязнения продукта электролиза, осуществление постоянного обновления поверхностного слоя расплава, а также упрощение конструкции электролизера.

Как дуговые статоры, так и плоские электромагнитные перемешиватели в основном создавали условия для выравнивания расплава по химсоставу и выносу на поверхность ванны разного рода неметаллических включений.

Этой тематике посвящены докторская диссертация М.Г. Резина "Разработка и исследование устройств для электромагнитного перемешивания жидких металлов" (1967 г.), а также кандидатские диссертации И.А. Кривонищенко "Исследование устройств для электромагнитного перемешивания жидких металлов" (1968 г.), Э.К. Кочнева "Исследование электромагнитных перемешивающих установок металлургической промышленности" (1971 г.), Ю.С. Прудникова "Исследование устройств для электромагнитного воздействия на расплавы" (1974 г.).

С 1972 г. в группу, занимающуюся ЭМП расплавов, вошли Б.А. Сокунов, защитивший в 1981 г. кандидатскую диссертацию "Исследование цилиндрических индукторов для электромагнитного воздействия на расплав в кристаллизаторе", В.А. Карташова и Н.С. Бендебери. В 1995 г. состоялась защита канди-

датской диссертации А.И. Кривонищенко "Короткий цилиндрический индуктор для электромагнитного воздействия на медные сплавы".

Последующие работы были связаны ЭМП жидкой фазы кристаллизующихся слитков круглого, квадратного, прямоугольного сечений из меди и её сплавов. ЭМП в процессе кристаллизации позволяет получить мелкозернистую литую структуру, уменьшению ликвации и загазованности, способствует снижению неметаллических включений в литом металле, что в конечном итоге положительно сказывается на качестве полуфабрикатов и готовых изделий.

Большинство работ проводилось совместно с институтом "Гипроцветметобработка" и кафедрой "Литейное производство" УГТУ – УПИ по заказам заводов по обработке цветных металлов в городах: Ревда и Каменск-Уральский (Свердловская область), Кольчугино (Московская область), Москва, Артемовский (Украина).

Результаты совместных работ легли в основу кандидатских диссертаций специалистов ОАО "Каменск-Уральский завод по обработке цветных металлов" В.С. Токаря, Б.Е. Балукова, Ю.Н. Юрьева.

Проводились работы по ЭМП сложных специальных сплавов на заводе "Уралэлемент" (г. Верхний Уфалей), на Березниковском титаномагниевом комбинате (Пермская область) и работы по регулированию наполнения сталеразливочных ковшей на Северском трубном заводе (г. Полевской).

Последующие работы были связаны с разработкой индукционных насосов для алюминия и цинка, а также устройств для ЭМП алюминия и его сплавов.

В 1987 г. под руководством профессора М.Г. Резина была защищена кандидатская диссертация Г.К. Смолиным "МГД-устройства с пульсирующим и бегущим винтовым магнитным полем". В 1992 г. Г.К. Смолин защитил докторскую диссертацию "Системы трансформаторных и линейно-вихревых асинхронных МГД-устройств", в которой обобщил свои разработки по кондукционным и индукционным МГД-генераторам и МГД-насосам, дал их классификацию, способы

возбуждения, анализ энергетических показателей.

С применением математических моделей на основе детализированных схем замещения специальных электрических машин с разомкнутым магнитопроводом под руководством заведующего кафедрой ЭЭТС Ф.Н. Сарапулова был совершен переход на качественно новый уровень исследований и расчётов устройств для электромагнитного перемешивания и транспорта жидких металлов. Комплексные исследования электромагнитных, тепловых и гидромеханических процессов в жидкотягучих расплавах проводил О.Ю. Сидоров. Им разработаны численные математические модели МГД-устройств, в том числе индукционных тигельных и канальных печей, позволяющие производить комплексное моделирование указанных процессов в данных устройствах. В 1995 г. О.Ю. Сидоровым была защищена докторская диссертация на тему "Основы теории и расчёт характеристик индукционных электромеханических преобразователей энергии для обработки металлических расплавов". По этой тематике в 2002 г. были защищены кандидатские диссертации С.Ф. Сарапуловым – "Математическое моделирование линейных индукционных машин технологического назначения на основе их схем замещения", а также В.В. Иваницкой – "Математическое моделирование электрической цепи индуктора асинхронного двигателя на основе графотопологического подхода".

Значительная часть НИР проводится совместно с ЗАО "Российская электротехнологическая компания" и ОАО "ДАТА-ЦЕНТР" и связана с созданием многофункциональных плавильных комплексов, включающих в себя индукционную тигельную печь, электромаг-

нитный вращатель расплава в печи, электромагнитный перемешиватель металла в кристаллизующемся слитке, МГД-насос и вентильный источник питания.

По данной тематике получено 6 патентов РФ, защищены кандидатские диссертации В.Э. Фризеном и А.В. Бычковым.

К указанным направлениям непосредственно примыкает комплекс работ, связанных с вопросами питания и автоматического управления названными объектами и объединённых тематикой: разработка и исследование полупроводниковых преобразователей для специальных электрохимических, электротермических и электромеханических установок.

Проводятся работы по математическому моделированию, созданию и исследованию специальных электроприводов и электротехнологических систем с полупроводниковыми преобразователями. В частности, под руководством профессора В.С. Копырина в 1999 г. защищена кандидатская диссертация А.А. Ткачуком – "Исследование переходных процессов инверторного торможения асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией", а в 2002 г. А.В. Бобковым – "Разработка и исследование системы "Трансформатор – управляемый выпрямитель" для электролиза галлия".

По данной тематике кафедра активно сотрудничает с ОАО "Каменск-Уральский металлургический завод", Богословский алюминиевый завод – филиал ОАО "СУАЛ", филиал "УАЗ – СУАЛ", ЗАО "Российская электротехническая компания", АО "Уралэнергоцветмет", МУП "Екатеринбургское ТТУ", НПП "Энергия и экология".

Исследование электродинамических сепараторов с вращающимся магнитным полем

КОНЯЕВ А.Ю., КОНЯЕВ И.А., КУЗНЕЦОВ К.В.

Исследуются электродинамические сепараторы с вращающимся магнитным полем. Рассматривается методика расчёта усилий, действующих на немагнитную проводящую пластину в рабочей зоне электродинамического сепаратора. Приводятся результаты исследований ряда конструкций сепараторов.

Одной из тенденций в экономике развитых стран является увеличение доли цветных металлов, выплавляемых из вторичного сырья. Так, к концу XX в. мировое производство вторичного алюминия составляло около 30% всего производимого алюминия, а к 2030 г. прогнозируется увеличение его до 45–50%. Это объясняется тем, что всё более увеличиваются затраты на добычу минерального сырья и существенно снижается энергоёмкость процессов при производстве вторичных цветных металлов. Например, при получении алюминиевых сплавов из вторичного сырья затраты электроэнергии более, чем в 20 раз меньше, чем при электролитическом получении алюминия из криолит-глиноземных расплавов. Развитие вторичной цветной металлургии способствует также и решению экологических проблем. Деятельность современного человеческого общества характеризуется образованием большого количества твёрдых отходов производства и потребления. Значительную их часть составляют металлосодержащие отходы, в том числе включающие лом цветных металлов. К ним относятся, например, твёрдые бытовые отходы, на долю которых приходится до 60% алюминия, не возвращаемого в переработку [1,2]. Среди производственных отходов, содержащих цветные металлы, прежде всего следует отметить: отработанные формовочные смеси литьевого производства; отходы электро- и радиотехнической промышленности, кабельный и электронный лом, отходы фольгированных пластиков, отходы производства электроламп и т.п. Извлечение лома цветных металлов из указанных твёрдых отходов не только обеспечивает его вторичное использо-

The comparative analysis of electrodynamic separators with rotating magnetic field. The method of calculation of the forces affecting upon operating non-ferrous conducting plate in the operating zone is considered. The research results of the number of separators designs are described.

вание, но и является необходимым условием для полезного применения других фракций, входящих в отходы, либо продуктов их переработки. Похожая технологическая задача – извлечение одной из фракций цветных металлов, возникает при сортировке смешанного цветного металлома по сортам и размеру. Первичная переработка такого лома перед металлургическим переделом обеспечивает повышение качества сплавов, выплавляемых из вторичного сырья, снижает затраты энергии на металлургические процессы, уменьшает потери легирующих добавок и основного металла, которые при плавке несортированного лома достигают 20%. Из сказанного следует, что одним из перспективных направлений создания новых технологий является разработка методов сбора и обработки вторичных цветных металлов, а также соответствующего технологического оборудования.

Как показывает мировой опыт, для извлечения из отходов лома цветных металлов наиболее целесообразны электродинамические сепараторы с бегущим (или вращающимся) магнитным полем [1–3]. Исследование и разработка таких сепараторов проводятся в УГТУ-УПИ. Основным направлением исследований является оптимизация конструкции и параметров электромагнитного ядра сепараторов с целью снижения потребления электрической энергии и повышения технологической эффективности процесса. Поставленная задача решается как путём математического моделирования устройств, так и с помощью экспериментальных исследований опытных образцов сепараторов, созданных в лаборатории УГТУ-УПИ.

По способу возбуждения бегущего магнитного поля электродинамические сепараторы разделяются на следующие основные типы:

1. Сепараторы на основе линейных индукторов с трёхфазной обмоткой.
2. Сепараторы с вращающимися магнитами (электромагнитами).
3. Сепараторы индукторного типа, в которых вращающаяся составляющая магнитного поля образуется при модуляции воздушного зазора в рабочей зоне.

Наиболее типичные для указанных сепараторов конфигурации активной зоны показаны на рис.1. Сепараторы с трёхфазным линейным индуктором могут быть односторонние (с открытой магнитной системой) либо двухсторонние (рис.1,а). Как правило, они имеют равномерный воздушный зазор. Сепараторы с вращающимися магнитами (электромагнитами) чаще всего имеют открытую магнитную систему. Однако для усиления поля могут использоваться обратные магнитопроводы (рис.1,б). В этом случае воздушный зазор в активной зоне – неравномерный. Подобную же конфигурацию имеет зазор между полюсами индуктора и зубчатым ротором в сепараторах с модуляцией поля.

Расширение сфер применения электродинамических сепараторов делает актуальным развитие теории электромагнитных и электромеханических процессов в них. При этом для корректного теоретического сравнения вариантов сепараторов желательно определять их характеристики в рамках единого подхода при сопоставимых допущениях.

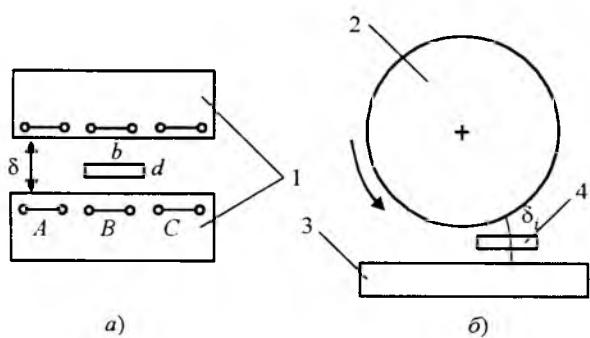


Рис.1. Конфигурация активной зоны сепараторов с бегущим (а) и вращающимся (б) магнитными полями:

1 – линейные индукторы; 2 – ротор; 3 – обратный магнитопровод; 4 – извлекаемая пластина

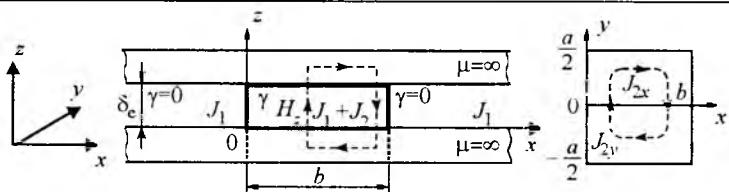


Рис.2. Расчётная модель электродинамического сепаратора

В [4,5] показано, что электродинамический сепаратор можно рассматривать как линейную индукционную машину (ЛИМ) с коротким вторичным элементом (ВЭ), роль которого выполняют извлекаемые металлические предметы. Поэтому анализ электромагнитных процессов в сепараторах может быть основан на расчёте магнитного поля и токов в проводящей немагнитной пластине ограниченных размеров, находящейся в бегущем магнитном поле ЛИМ. В [5] предложена двумерная модель ЛИМ сепаратора, позволяющая получить аналитические выражения для вторичных токов, магнитного поля и электромагнитного усилия извлечения с учётом краевых эффектов, обусловленных ограниченностью размеров проводящей пластины (как правило, длина b и ширина a пластины значительно меньше полюсного деления τ).

При построении расчётной модели сепаратора, показанной на рис.2, принятые допущения, хорошо апробированные при исследованиях ЛИМ [6]. Размеры индукторов ЛИМ в продольном и поперечном направлениях (по осям x и y) предполагаются бесконечными. Короткий вторичный элемент в модели заполняет весь зазор между индукторами на длине b и ширине a . Магнитная проницаемость стали сердечников принимается бесконечно большой. Поверхности индукторов предполагаются гладкими. Первичный и вторичный токи равномерно распределены по высоте зазора с плотностями J_1 и J_2 соответственно. При этом плотность вторичного тока имеет две составляющие (по осям x и y), а плотность первичного тока – одну (по оси y). Плотность первичного тока задается комплексной функцией

$$J_1 = J_{1m} e^{-j\alpha x},$$

где $\alpha = \pi/\tau$; τ – полюсное деление индуктора.

При принятых допущениях магнитное поле вторичных токов в пределах пластины

описывается дифференциальным уравнением в частных производных

$$\frac{\partial^2 H_{z2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{z2}}{\partial y^2} - \alpha \epsilon_0 (1-s) \frac{\partial H_{z2}}{\partial x} - j \alpha^2 \epsilon_0 H_{z2} = \alpha \epsilon_0 s J_{1m} e^{-j\alpha x} \quad (1)$$

со следующими граничными условиями:

$$\begin{cases} H_{z2} \mid_{x=0} = 0; H_{z2} \mid_{y=a/2} = 0; \\ H_{z2} \mid_{x=b} = 0; H_{z2} \mid_{y=-a/2} = 0. \end{cases} \quad (2)$$

В (1) принято

$$\epsilon_0 = \frac{\omega \mu_0 \gamma}{\alpha^2} \frac{d}{\delta_e} \quad (3)$$

– электромагнитная добротность ЛИМ (γ – удельная электропроводность материала; d – толщина ВЭ; δ_e – эквивалентный воздушный зазор; s – скольжение).

При решении (1) методом разделения переменных в [5] получены аналитические выражения для составляющих магнитного поля и вторичных токов, что позволило определить электромагнитное усилие, действующее на извлекаемую проводящую пластину:

$$F_x = \frac{4}{\pi^2} \mu_0 ab \delta \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n-1)^2} \frac{\epsilon_0 s J_{1m}^2}{\alpha (1 + \lambda_n^2 / \alpha^2 + j \epsilon_0 s)} \times \left[1 - k_{1n} \frac{1 - e^{(\chi_{1n} + j\alpha)b}}{(\chi_{1n} + j\alpha)b} + k_{2n} \frac{1 - e^{(\chi_{2n} + j\alpha)b}}{(\chi_{2n} + j\alpha)b} \right] \right\}, \quad (4)$$

где

$$k_{1n} = \frac{e^{\chi_{2n}b} - e^{-j\alpha b}}{e^{\chi_{1n}b} - e^{\chi_{2n}b}}; \quad k_{2n} = \frac{e^{\chi_{1n}b} - e^{-j\alpha b}}{e^{\chi_{1n}b} - e^{\chi_{2n}b}};$$

$$\begin{aligned} \chi_{1n} &= \alpha \left[\frac{\epsilon_0 (1-s)}{2} + \sqrt{\frac{\epsilon_0^2 (1-s)^2}{4} + \left(\frac{\lambda_n}{\alpha} \right)^2} + j \epsilon_0 \right]; \\ \chi_{2n} &= \alpha \left[\frac{\epsilon_0 (1-s)}{2} - \sqrt{\frac{\epsilon_0^2 (1-s)^2}{4} + \left(\frac{\lambda_n}{\alpha} \right)^2} + j \epsilon_0 \right]. \end{aligned}$$

Описанная расчётная модель строго соответствует электродинамическим сепараторам на основе трёхфазных линейных индукторов (рис. 1, a). Тестирование методики расчёта ЛИМ сепаратора показало возможность их использования в широком диапазоне изменения параметров (размеры индукторов и ВЭ,

частота бегущего магнитного поля) для указанной модификации сепараторов. Задача авторов состояла в распространении принятого при моделировании подхода на конструкции сепараторов с вращающимся магнитным полем. Особенностью таких конструкций является сложная конфигурация активной зоны (рис. 1, б), которая может ограничиваться как криволинейными поверхностями (вращающаяся часть сепаратора), так и плоскостями (обратные магнитопроводы, полюсная система в сепараторе индукторного типа). Формально конструкции с неравномерным зазором можно привести к варианту с линейными индукторами (рис. 1, a) и далее к расчётной модели (рис. 2), если принять расчётный зазор δ_p равномерным, а изменение магнитного сопротивления зазора учесть соответствующим уменьшением расчётной магнитной проницаемости

$$\mu(x) = \frac{\mu_0 \delta_p}{\delta_i(x)}, \quad (5)$$

где $\delta_i(x)$ – длина трубки магнитного поля.

Указанный переход позволяет говорить о том, что модель с равномерным зазором, показанная на рис. 2, является обобщённой для всех рассматриваемых разновидностей сепараторов. При этом индукция магнитного поля в активном зазоре будет связана с амплитудой линейной плотности тока индуктора выражениями:

$$B_m = \frac{\mu_0 \tau_p}{\pi \delta_i(x)} J_{1m} = \frac{\mu(x) \tau_p}{\pi \delta_p} J_{1m}. \quad (6)$$

Входящее в (6) расчётное полюсное деление τ_p может отличаться от полюсного деления индуктора τ , что связано с искривлением силовых линий магнитного поля. При необходимости значения τ_p и δ_i , соответствующие месту расположения извлекаемого проводящего предмета, могут быть определены, как показано в [7]. Магнитное поле вторичных токов в пределах пластины с учётом (5) описывается дифференциальным уравнением вида:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 H_{z2}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{z2}}{\partial y^2} - \alpha \epsilon_0 (1-s) \frac{\partial H_{z2}}{\partial x} - \\ - (j \alpha^2 \epsilon_0 + \frac{\alpha \epsilon_0}{\mu(x)} (1-s) \frac{\partial \mu(x)}{\partial x}) H_{z2} = \\ = \alpha \epsilon_0 s J_{1m} e^{-j\alpha x} - j \frac{\epsilon_0}{\mu(x)} (1-s) \frac{\partial \mu(x)}{\partial x} J_{1m} e^{-j\alpha x}. \end{aligned} \quad (7)$$

Уравнение (7) отличается от (1) не только наличием дополнительных слагаемых, но и нелинейными коэффициентами, поскольку электромагнитная добротность по (3) становится функцией координаты x . Аналитическое решение такого уравнения, а значит, и получение выражений для вторичных токов и усилия невозможны. Для упрощения уравнения (7) предлагается рассматривать только режим КЗ (при этом $s = 1$ и слагаемые, содержащие производную от μ , исчезают), а также заменять реальную ЛИМ с неравномерным воздушным зазором совокупностью ЛИМ с равномерным зазором, размер которого зависит от места расположения проводящей пластины в активной зоне. Каждая из таких частных ЛИМ характеризуется постоянной электромагнитной добротностью ϵ_0 . С учётом такого подхода полученные ранее решения дифференциального уравнения (1) и выражение для усилия (4) могут быть использованы при расчётах сепараторов с вращающимися магнитными полями. По существу задача расчёта усилий, действующих на проводящую пластину, сводится к определению значений индукции первичного магнитного поля B_m в месте расположения пластины, расчёту эквивалентной плотности токов индуктора по (6) и последующему использованию выражения (4) для расчёта электромагнитного усилия.

Для наиболее распространённой конструкции электродинамического сепаратора с вращающимися магнитами (электромагнитами), имеющей открытую магнитную систему, задача о распределении магнитной индукции в активной зоне имеет аналитическое решение. В области вне индуктора распределение скалярного магнитного потенциала Φ определяется уравнением Лапласа, которое применительно к нашей задаче можно записать в двумерной постановке, полагая поле неизменным по оси z , совпадающей с осью индуктора:

$$\frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} \left(R \frac{\partial \Phi}{\partial R} \right) + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \Theta^2} = 0, \quad (8)$$

где R и Θ – координаты цилиндрической системы координат.

Через скалярный магнитный потенциал, определяемый из решения (8), можно получить выражения для радиальной и тангенци-

альной составляющих индукции магнитного поля:

$$B_R = B_0 \left(1 + \frac{y}{r} \right)^{-(p+1)} \sin p\Theta, \quad (9)$$

$$B_\Theta = B_0 \left(1 + \frac{y}{r} \right)^{-(p+1)} \cos p\Theta, \quad (10)$$

где p и r – число полюсов и радиус индуктора; y – удаление извлекаемых частиц от индуктора; $B_0 = \mu_0 J_{1m}$ – индукция на поверхности индуктора.

Из выражения (9) нетрудно видеть, что радиальная составляющая индукции магнитного поля, определяющая усилие извлечения, быстро затухает при удалении от индуктора. Поэтому подача сепарируемого материала возможна только тонким слоем, что ограничивает производительность установок. Повышение производительности в этом случае возможно только при увеличении энергозатрат. В УГТУ-УПИ исследуются возможности совершенствования магнитной системы сепараторов с вращающимися магнитами (электромагнитами) за счёт установки дополнительных элементов магнитопровода. При этом аналитическое описание магнитного поля становится затруднительным. То же относится и к электродинамическим сепараторам индукторного типа. В этом случае целесообразно рассчитывать магнитное поле в активной зоне сепараторов с помощью метода конечных элементов. В частности авторами используется программный пакет Elcut.

Для апробации описанной методики выполнены расчёты опытного образца электродинамического сепаратора с шестиполюсным индуктором, изготовленным на основе ротора синхронного электродвигателя. Диаметр ротора 111 мм. Шихтованный пакет обратного магнитопровода располагался в 15 мм от поверхности индуктора. Электрическая мощность, расходуемая на возбуждение магнитного поля индуктора и его вращение, составляла 0,4 кВт. На рис.3 показаны расчётная и экспериментальная кривые распределения электромагнитных усилий, действующих в таком сепараторе на алюминиевую пластину с размерами 35×35×5 мм при частоте поля 150 Гц. Подобные оценки получены также для пластин других размеров и для других

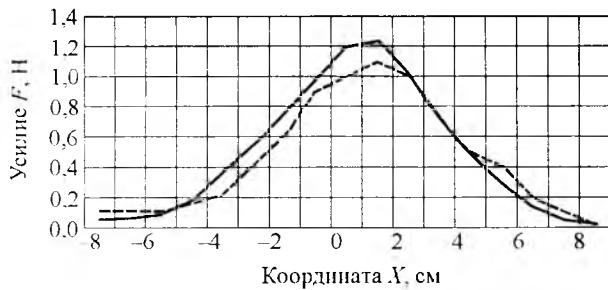


Рис.3. Сопоставление расчётной (—) и экспериментальной (---) кривых распределения усилия по длине активной зоны

частот вращающегося магнитного поля в диапазоне 50–200 Гц. В целом расхождение расчётных и опытных кривых не превышает 15–20%.

Отметим, что ограничение расчётов усилий извлечения только режимом КЗ не уменьшает их ценности, поскольку работоспособность сепараторов, в первую очередь, определяется начальным ускорением, сообщаемым извлекаемым предметам. При этом проектирование сепараторов на начальной стадии может быть сведено к электромагнитному расчёту ЛИМ с коротким ВЭ, работающим в режиме КЗ, а основным критерием оптимизации ЛИМ становятся начальное усилие F и удельное усилие извлечения – начальное ускорение $F_m = F/m$ (Н/кг или м/с²). В ходе расчётов полученное значение F_m сравнивается с требуемым ускорением, которое зависит от свойств отходов (вязкость, сыпучесть, толщина слоя и т.п.), свойств поверхности питателя (лента конвейера, наклонная плоскость, жёлоб), наличия или отсутствия кипящего слоя, получаемого за счёт вибрации или поддува воздуха [1–3]. В случае многокомпонентных, вязких отходов (например, твёрдых бытовых отходов) требуемое значение ускорения достигает 6–8 м/с.

Одним из факторов, влияющих на выбор конструкции и параметров сепаратора, является размер металлических предметов, извлекаемых из отходов. На рис.4 показаны расчётные зависимости ускорения F_m , сообщаемого извлекаемым алюминиевым пластинам, от относительного размера пластин b/t . Данные соответствуют сепаратору с открытым линейным индуктором при удалении пластин от индуктора на 30 мм для предельно допус-

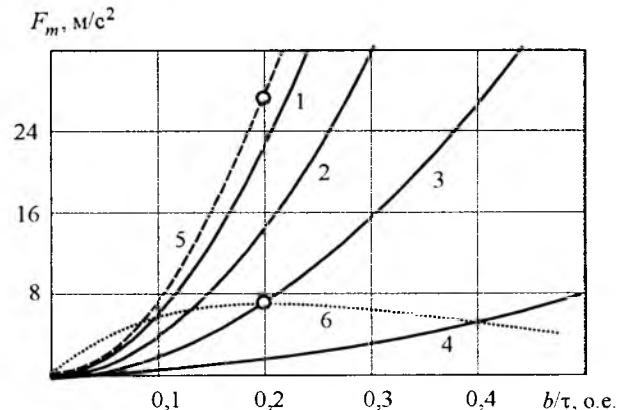


Рис.4. Характеристики сепаратора с односторонним трёхфазным индуктором:

1–4 – при частоте 50 Гц и полюсных делениях 400, 300, 200 и 100 мм (соответственно); 5 – при частоте 200 Гц, полюсном делении 200 мм; 6 – верхняя граница показателей, достижимых при обработке фракции 40 мм

тимой по условиям нагрева токовой нагрузки (при принудительном воздушном охлаждении достигнута амплитуда линейной токовой нагрузки $J_{1m} = 95$ кА/м). Нетрудно видеть, что ускорения, сообщаемые электромагнитными силами частицам менее 40 мм, не превышают 6–8 м/с, определённых как минимально необходимые при обработке твёрдых бытовых отходов. Достижение приемлемых усилий извлечения для сепараторов, работающих на частоте 50 Гц, возможно только при увеличении токовой нагрузки, что ведёт к перегреву обмоток и существенному увеличению энергопотребления. В указанном примере для извлечения пластин размером 5 мм потребовалось увеличение мощности индуктора в 30 раз по сравнению с мощностью, требуемой для 40 мм.

Другой путь повышения усилий извлечения связан с увеличением частоты магнитного поля f . Однако возможности такого улучшения характеристик сепарации при использовании линейных индукторов ограничены, поскольку с увеличением f существенно возрастают магнитные потери в стальных участках магнитной цепи, что заставляет снижать токовые нагрузки и тем самым ограничивать повышение усилия. Расчёты показывают, что уже при частотах 200–300 Гц магнитные потери в индукторе превышают электрические потери в обмотках. Поэтому повышение

удельных усилий извлечения F_m при сохранении энергозатрат достигается на частотах не более 200 Гц. В качестве примера на рис. 4 показана характеристика сепаратора с односторонним индуктором при полюсном делении $\tau = 200$ мм и частоте $f = 200$ Гц. При дальнейшем уменьшении размеров извлекаемых проводящих предметов развиваемое ускорение снова снижается до критического уровня. Например, на рис. 4 видно, что при размерах алюминиевой пластины 20×20 мм ускорение становится меньше 8 м/с^2 . Требуется дальнейшее увеличение частоты, которое в сепараторах на основе трёхфазных линейных индукторов энергетически невыгодно. Отметим также, что для питания таких сепараторов на повышенной частоте требуется преобразователь частоты, стоимость которого соизмерима со стоимостью линейных индукторов.

Более широкими возможностями по выбору параметров обладают электродинамические сепараторы с вращающимся магнитным полем, в которых изменение частоты поля достигается регулированием частоты вращения приводного электродвигателя. Практически при решении вопросов механической прочности роторов и их балансировки в сепараторах с вращающимися магнитами (электромагнитами) достижимы частоты на уровне 500–800 Гц, что позволяет отодвинуть нижнюю границу размеров извлекаемых проводящих частиц до 5 мм. Для сепарации отходов с размером частиц 1–5 мм требуются частоты магнитного поля, превышающие 1 кГц. Получение бегущих магнитных полей такой частоты возможно в устройствах индукторного типа. Магнитное поле в таких сепараторах возбуждается постоянным током. Амплитуда и частота модулированных колебаний поля определяются конфигурацией и частотой вращения зубчатого ротора. Расчёты по-

казывают, что в сепараторах индукторного типа может создаваться бегущее магнитное поле с частотами 1–5 кГц, что позволяет извлекать из измельченных отходов металлические частицы размером 1–5 мм. Отметим, что такие размеры находятся в пределах верхней границы размеров частиц, разделяемых в электростатических сепараторах. Таким образом, создание электродинамических сепараторов с указанными возможностями позволяет перекрыть весь диапазон размеров частиц перерабатываемых металлосодержащих отходов.

Испытания опытных образцов электродинамических сепараторов с вращающимися магнитными полями, созданных в лаборатории УГТУ-УПИ, подтвердили высказанные теоретические предположения. В заключение можно отметить, что наличие опытных установок и математических моделей сепараторов позволяет решать задачи повышения технологической эффективности и снижения энергопотребления электродинамической сепарации.

Список литературы

1. Шубов Л.Я., Ройзман В.Я., Дуденков С.В. Обогащение твердых бытовых отходов. М.: Недра, 1987.
2. Колобов Г.А., Бредихин В.Н., Чернобаев В.М. Сбор и обработка вторичного сырья цветных металлов М.: Металлургия, 1993.
3. Коняев А.Ю., Назаров С.Л., Дерендяев Т.Н. и др. Устройства электродинамической сепарации для обработки лома и отходов цветных металлов // Промышленная энергетика. 2001. № 6. С. 16–18.
4. Коняев А.Ю., Назаров С.Л. Особенности расчёта электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем // Электротехника. 1995. № 10. С. 56–61.
5. Коняев А.Ю., Назаров С.Л. Исследование характеристик электродинамических сепараторов на основе двухмерной модели // Электротехника. 1998. N5. С. 52–57.
6. Вольдек А.И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкокометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия, 1970.
7. Коняев А.Ю., Проскуряков В.С., Соболев С.В., Юрченко М.В. Исследование роликовых линейных двигателей для перемещения пластин магнитопроводов // Электротехника. 1991. № 12. С. 60–62.

Трёхфазный индукционный магнитогидродинамический насос и его математическая модель

САРАПУЛОВ С.Ф., СОКУНОВ Б.А.

Приводится математическая модель линейного индукционного МГД-насоса на основе детализированных магнитных и электрических схем замещения, позволяющая учесть влияние продольного и поперечного краевых эффектов, а также ограниченную протяжённость вторичного элемента. Приводятся некоторые результаты использования модели. Рассматриваются оригинальные конструктивные решения канала МГД-насоса, позволяющие добиться повышенного тягового усилия в канале при частичном заполнении его металлом.

Применение электромагнитных насосов для транспорта жидких металлов позволяет механизировать и автоматизировать процессы переноса заданного объёма металла по подогреваемому металлотракту из печи в миксер или на литейно-прокатную установку.

Электромагнитный транспорт жидких металлов и сплавов, таких как цинк, алюминий и их сплавы, способствует снижению потерь металла, связанных с появлением окисных плёнок, и потерь на угар, с одной стороны, а с другой стороны, существенно облегчает труд рабочих.

Транспорт расплава цинка из раздаточной коробки печи в миксер был осуществлён при помощи индукционного двухканального насоса полупогружного типа, разработанного на кафедре "Электротехника и электротехнологические системы" УГТУ-УПИ.

Электромагнитный насос (рис.1,а) состоит из двух модулей – магнитопроводов (4), объединённых общей обмоткой (1), между которыми помещаются два канала для жидкого металла (3), разделённые пассивным ферромагнитным сердечником (2) (рис.1,б).

Для транспорта достаточно агрессивных жидких металлов и сплавов с температурой в жидком состоянии до 700°C при разработке электромагнитного насоса необходимо уделять особое внимание материалу корпуса насоса. Он должен быть достаточно механически прочным, жаростойким и не должен вступать в химические реакции с расплавом.

Для оценки совместного влияния продоль-

Mathematical model of linear induction MHD-pump based on detailed magnetic and electrical equivalent circuits is described. It allows considering an influence of longitudinal and crossing sectional end effects and limited length of secondary as well. Some results of model use are considered. Original constructional solutions of pump channel for traction force increase when the channel is partially filled with metal are also described.

ного и поперечного краевых эффектов на характеристики линейного индукционного МГД-насоса была разработана математическая модель на основе схем замещения [1,2] с детализацией конструкции линейной индукционной машины (ЛИМ) на равные полосы ("элементарные машины") по поперечной оси. В этом случае исходная конструкция сводится к совокупности элементарных машин, которые электрически связаны между собой общим вторичным элементом [3]. Магнитная проницаемость сердечника индуктора поперёк шихтовки считается много меньшей, чем вдоль. Уравнения электрического равновесия индуктора а также магнитного равновесия каждой элементарной машины записываются, как и в одномерной модели. Уравнения электрического равновесия вторичного элемента каждой машины записываются по ме-

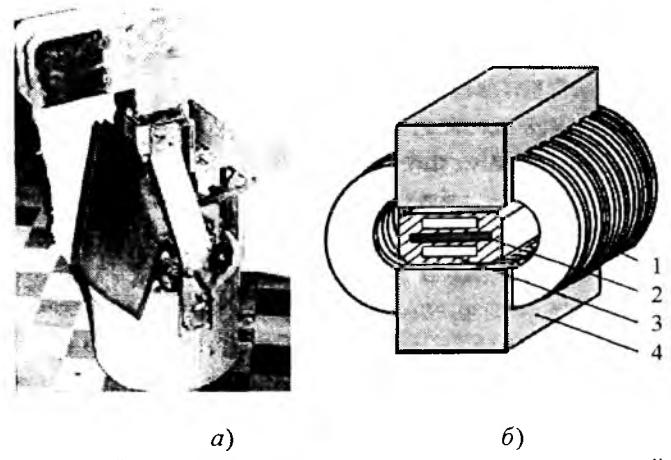


Рис.1. Индукционный магнитогидродинамический насос полупогружного типа (а) и его устройство (б)

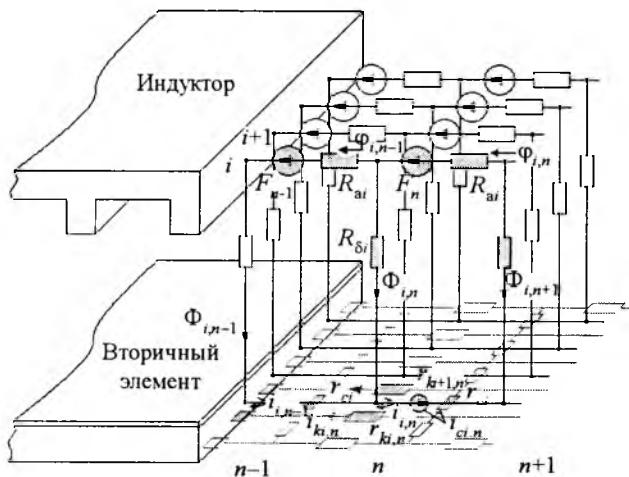


Рис.2. Детализированные схемы замещения магнитной цепи и ВЭ

тоду контурных токов и имеют слагаемые, содержащие токи соседних машин. Расчёт проводится для установившихся режимов работы через комплексные амплитуды электромагнитных величин.

Принцип детализации, а также электрическая для вторичного элемента (ВЭ) и магнитная схемы замещения ЛИМ показаны на рис.2.

Уравнения связи потоков через зубцовые деления и потоков в участках ярма, а также токов в стержнях и контурных токов в i -й машине (показанной на схемах рис.2 затемненными элементами) записываются в виде

$$\begin{cases} [\Phi_i] = [D1]^T [\Phi_i]; \\ [i_{ci}] = [D1][i_i], \end{cases} \quad (1)$$

где $[\Phi_i]$ – вектор (матрица-столбец) комплексных значений потоков через участки зазора i -й полосы; $[\Phi_i]$ – вектор потоков в участках ярма; $[i_i]$ – вектор контурных токов в ячейках (контурах) ВЭ; $[i_{ci}]$, $[i_{ki}]$ – векторы попечных и продольных токов во ВЭ; t_z – зубцовое деление (шаг разбиения по длине машины).

Матрицы дифференцирования по длине имеют вид

$$\begin{cases} [D1] = (0 \dots 0 \ 1 - 1 \ \dots 0) / t_z; \\ [D1]^T = (-1 \ 1 \dots) / t_z. \end{cases} \quad (2)$$

Матрица формирования ЭДС в контурах ВЭ (через потоки в участках сердечников)

$$[V] = \begin{bmatrix} \dots & -\frac{v}{2t_z} & j\omega & \frac{v}{2t_z} & \dots \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Уравнения по второму закону Кирхгофа для электрических в ВЭ и магнитных контуров

$$\begin{cases} [-v][D1]^T [\Phi_i] = [r_i][i_i] - [r_{ii}][i_{i-1}] - [r_{ii+1}][i_{i+1}]; \\ [R_{mi}][\Phi_i] = [F_s] + [D1][i_i], \end{cases} \quad (4)$$

где $[R_{mi}] = [-R_{\delta_i} \ 2R_{ai} + R_{ai} \ -R_{\delta_i} \ \dots]$; $[r_{ii}] = [-r_{ci} \ 2r_{ci} + r_{ki} + r_{ki+1} \ -r_{ci} \ \dots]$ – собственные сопротивления магнитных и электрических в ВЭ контуров i -й полосы,

$$[r_{ii}] = \dots \ r_{ki} \ \dots$$

– взаимные сопротивления электрических контуров соседних полос; $[F_s]$ – вектор пазовых МДС индуктора.

Выражаем Φ_i из второго уравнения (4) и подставляем в первое, опуская скобки в обозначениях матриц,

$$-VD1^T R_{mi}^{-1} F_s - VD1^T R_{mi}^{-1} D1 i_i = r_i i_i - r_{ii} i_{i-1} - r_{ii+1} i_{i+1}. \quad (5)$$

Из (5)

$$A_i i_i - i_{i-1} - a_i i_{i+1} = c_i F_s, \quad (6)$$

где

$$A_i = r_{ii}^{-1} [VD1^T R_{mi}^{-1} D1 + r_i]; \quad a_i = r_{ii}^{-1} r_{ii+1}; \\ c_i = r_{ii}^{-1} VD1^T R_{mi}^{-1}.$$

Если T – количество полос (машин) в половине исходной конструкции ЛИМ и $i = 1, \dots, T$, считая с края шины ВЭ, то в силу симметрии $i_{T+1} = i_T$.

Тогда из (6)

$$i_{T-1} = (A_T - a_T) i_T - c_T F_s = M_{T-1} i_T - N_{T-1} F_s, \quad (7)$$

где $M_{T-1} = A_T - a_T$; $N_{T-1} = c_T$.

Далее записываем выражение для i_{T-2} из (6) с учётом (7) и т.д.

Получаем для векторов контурных токов полос ($i = T-1, \dots, 0$)

$$i_i = M_i i_T - N_i F_s. \quad (8)$$

При этом матричные коэффициенты уравнения (8) записываются (для $i = 0, \dots, T-4$)

$$\begin{cases} M_{T-2} = A_{T-1} M_{T-1} - a_{T-1}, \\ N_{T-2} = A_{T-1} N_{T-1} + c_{T-1}, \end{cases}$$

$$M_{T-3-i} = A_{T-2-i} M_{T-2-i} - a_{T-2-i} M_{T-1-i},$$

$$N_{T-3-i} = A_{T-2-i} N_{T-2-i} - a_{T-2-i} N_{T-1-i} + c_{T-2-i},$$

$$\begin{aligned} M_0 &= A_1 M_1 - a_1 M_2; \\ N_0 &= A_1 N_1 - a_1 N_2 + c_1. \end{aligned}$$

Тогда

$$i_0 = M_0 i_T - N_0 F_s = 0$$

и

$$i_T = M_0^{-1} N_0 F_s. \quad (9)$$

Далее находим векторы: остальных контурных токов по (8) с учётом (9), поперечных токов (стержней) по (1), продольных токов (короткозамыкающих шин) вычитанием векторов соседних по ширине контурных токов, потоков в участках ярма ϕ_i по (4), а также потоков по (1) и магнитных индукций в участках зазора каждой элементарной машины. На основании этих векторов рассчитываются продольные (тяговые) и поперечные усилия, действующие на участки ВЭ [2].

В некоторых случаях ВЭ оказывается ограниченно протяжённым и перекрывает лишь часть индуктора, что вызвано особенностями технологического процесса установки либо характером движения ВЭ. Для индукционного МГД-насоса это случай частичного заполнения канала металлом. Сердечник индуктора может иметь необмотанные шунтирующие участки с целью формирования необходимых тяговых и энергетических характеристик машины [2, 3]. Для учёта этой специфики в предлагаемой модели предусмотрена пространственная вдоль продольной координаты модуляция магнитной проницаемости сердечника индуктора или электропроводимости короткозамыкающих шин ВЭ элементарных машин.

На рис.3 показаны распределения токов и усилий по участкам ВЭ (вид сверху) трёхполюсной ЛИМ, обмотка имеет $q = 1$ и питается симметричной трёхфазной системой токов. На набегающем краю индуктора расположен необмотанный шунтирующий участок длиной в четыре зубцовых деления, а ВЭ перекрывает лишь одно полюсное деление индуктора. На рис.4 приведены распределения усилий по длине ВЭ. Кривая 1 рассчитана по одномерной модели (с детализацией магнитной цепи по продольной координате с шагом не более зубцового деления и учётом поперечного краевого эффекта по методу Болтона, т.е. умножением электропроводности эквивалентного стержня вторичного элемента на ко-

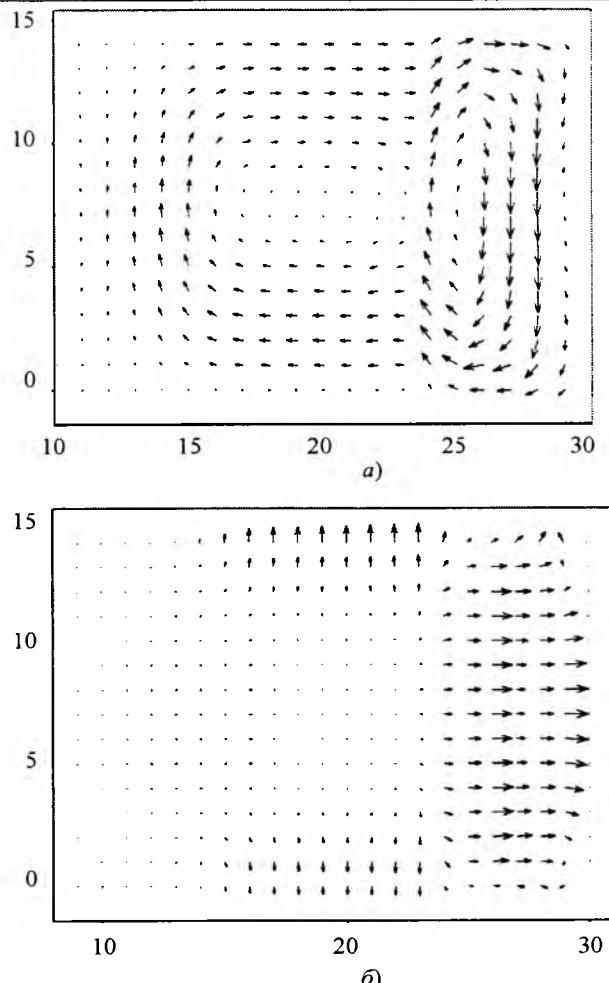


Рис.3. Распределение токов (а) и усилий во ВЭ (б)

эффективент Болтона k_q). Она предполагает, что в ВЭ протекают лишь поперечные токи, но его электропроводимость скорректирована [1].

В таблице приведены значения потребляемой мощности, а также тягового усилия, рассчитанного с детализацией машины по

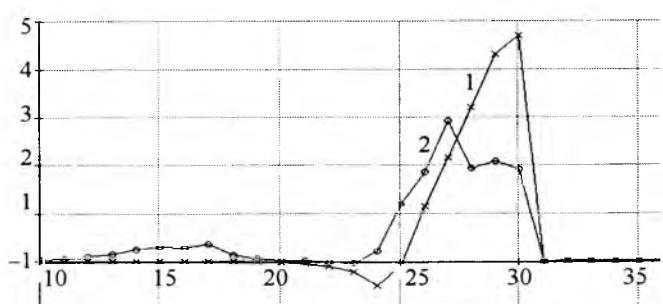


Рис.4. Распределение суммарного усилия по длине ЛИМ (х – результаты, полученные по одномерной модели)

Положение границы	Потребляемая активная мощность, Вт	Усилие, Н	
		при детализации	по Болтону
Выше индуктора	1586	49,60	56,90
По верхнему краю индуктора	1601	47,20	53,70
Две трети длины индуктора	1323	30,20	31,10
Одна треть длины индуктора	1019	14,30	12,30
Два зубцовых деления индуктора	984	8,97	5,20
Одно зубцовое деление	981	2,50	-2,86
По нижнему краю индуктора	921	-0,35	-5,26

ширине и без детализации с использованием коэффициента Болтона, для случаев различного уровня металла в канале (указывается положение верхней границы металла относительно входного края индуктора при вертикальной установке насоса).

Из таблицы следует, что уже при погружении насоса в металл всего на два зубцовых деления он создает усилие, достаточное для поднятия металла до более полного перекрытия им площади индуктора. Такой насос можно назвать полупогруженным. Видно также, что методика Болтона дает удовлетворительные по точности результаты, особенно при значительном заполнении канала металлом.

Были рассмотрены варианты различной степени заполнения канала металлом в случае, когда на входном краю индуктора имеется необмотанный участок сердечника длиной в четыре зубцовых деления (чуть меньше четверти длины индуктора). Дальнейшее удлинение шунтирующего участка малоэффективно. На рис.5 показаны распределения токов и усилий по длине и ширине канала при перекрытии металлом лишь одного зубцового деления индуктора. Видно, что явно выражены поперечные усилия у краев канала.

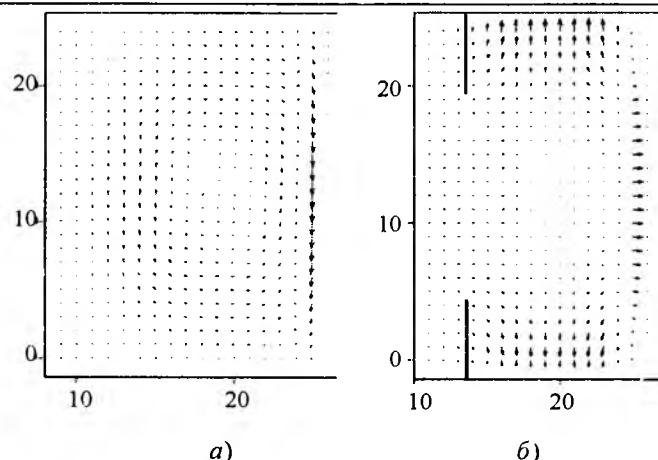


Рис.5. Распределение токов (а) и усилий (б) в ВЭ при перекрытии металлом одного зубцового деления индуктора

ла. Если на границе шунтирующего участка с каждого края поставить поперечные перегородки длиной в одну пятую ширины канала, как показано на рис.5,б, то создаваемое этими силами давление будет "выдавливать" металл вверх, заполняя канал и увеличивая тем самым тяговое усилие. Эффективность насоса существенно повышается.

В материалах этой статьи нашли отражение идеи и разработки Ф.Н. Сарапулова в области математического моделирования и конструирования линейных индукционных машин, за что авторы выражают ему искреннюю благодарность.

Список литературы

1. Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.
2. Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф., Шымчак П. Математические модели линейных индукционных машин на основе схем замещения: Учебное пособие. Екатеринбург: Изд-во УГТУ-УПИ, 2001.
3. Сарапулов Ф.Н., Со��унов Б.А. Бычков А.В. Учёт поперечного краевого эффекта в линейной индукционной машине // Вестник УГТУ-УПИ. Электромеханические и электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы: Ч. 2: Специальные электрические машины и электромагнитные устройства. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2003. № 5 (25). С. 88-91.

Уральская научная школа электропривода

БРАСЛАВСКИЙ И.Я.

Рассмотрены основные этапы научно-исследовательских работ и научные направления исследований, проводимых кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ-УПИ.

Уральская школа электропривода берёт начало с образования в 1934 г. в Уральском политехническом институте (УПИ) кафедры "Электрооборудование промышленных предприятий" (теперь кафедра "Электропривод и автоматизация промышленных установок" (ЭАПУ) Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Основателем кафедры и её первым руководителем был профессор Иван Владимирович Стецула (1895–1937 гг.), который заведовал кафедрой с 1934 по 1937 гг. В 1940 г. кафедру возглавил Виталий Александрович Шубенко (1909–1969 гг.), который первым из электротехников энергетического факультета УПИ защитил кандидатскую диссертацию и заведовал кафедрой более 25 лет – до 1969 г. (с перерывом на три года во время Великой Отечественной войны).

Особо необходимо остановиться на роли в становлении, укреплении, развитии кафедры и Уральской школы электропривода проф. В.А. Шубенко, который является одним из организаторов высшего электротехнического образования на Урале, признанным основателем и руководителем научной Уральской школы электропривода.

В предвоенные годы и первые годы после войны научные интересы кафедры были сосредоточены на создании асинхронных машиночных электроприводов для металлургической промышленности, что было весьма актуально в условиях ограниченной мощности питающих сетей. Под руководством В.А. Шубенко сформировалась группа учёных (Я.Н. Шпунберг, В.Г. Созонов, В.Н. Маркс и др.), которая занималась различными аспектами электропривода и автоматизации ряда объектов металлургической промышленности (главные приводы прокатных станов, рольганги, вагон-весы), ведущей отрасли народного хозяйства страны.

Main stages of the research works and directions of the scientific investigations provided by the Department of the Electric Drive and automation of the Industrial Installations of the Ural State Technical University is under consideration.

Чётко представляя, что электропривод при всём более усложняющихся технологических требованиях, должен стать не только энергосиловой основой современного производства, но и средством управления технологическим процессом, В.А. Шубенко свою научную деятельность и работу руководимого им научного коллектива направил на разработку и исследование различных классов регулируемых электроприводов. Однако главным направлением исследований кафедры было комплексное решение проблемы создания управляемых и регулируемых электроприводов на базе асинхронных двигателей, которые доминируют в общем объёме промышленных электромеханических систем. Тем более, что удовлетворение всё возрастающих требований технологии не может быть решено без широкого использования массовых регулируемых асинхронных электроприводов. Следует отметить, что эти исследования были начаты в то время, когда асинхронные электроприводы практически повсеместно использовались как нерегулируемые системы, была недостаточно разработана теория машин переменного тока, отсутствовал соответствующий научный инструментарий, позволяющий в полной мере и с высокой точностью описывать и исследовать процессы в асинхронной машине, а главное, ещё не были созданы технические средства, позволяющие реализовать требуемые законы управления регулируемым асинхронным двигателем.

В 50–60-е годы внимание В.А. Шубенко было сосредоточено на разработке и исследовании надёжных, высокоэффективных, быстродействующих регулируемых электромеханических систем с асинхронными двигателями. На первом этапе была поставлена задача исследования электромагнитных переходных процессов в асинхронном двигателе, изучения возможностей их направленного

формирования, создания приборов и методик, позволяющих производить экспериментальные исследования. К решению этих вопросов были привлечены аспиранты и сотрудники кафедры В.М. Кирпичников, Н.И. Зенкин, Ю.П. Агафонов, А.В. Карочкин, Н.И. Томашевский, И.Д. Абакумов и др. Комплекс работ, выполненных проф. В.А. Шубенко и его учениками, существенно развил теорию динамических режимов асинхронных двигателей и имеет фундаментальное значение для теории и практики электропривода, пользуется заслуженным признанием и широкой известностью в стране. Достаточно сказать, что статья В.А. Шубенко "Некоторые вопросы динамики автоматизированных асинхронных электроприводов", опубликованная в журнале "Электричество" (№ 1 за 1960 г.), стала отправной точкой для многих последующих исследований по указанной проблеме.

Появление силовых полупроводниковых приборов (тиристоров, а затем и транзисторов) обусловило качественно новый этап в исследовании электроприводов, позволивший перейти к созданию рациональных структур и отработке законов управления различных типов регулируемых асинхронных электроприводов. Хорошо известны начатые под руководством В.А. Шубенко работы кафедры по исследованию тиристорных асинхронных электроприводов, регулируемых напряжением, так называемых систем тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель (ТПН – АД), которые в дальнейшем под руководством И.Я. Браславского выполнялись О.Б. Зубрицким, Н.Д. Ясеневым, В.В. Кузиным, а затем были продолжены А.М. Зюзевым, В.М. Валеком, Г.М. Мазаевой, Е.Ф. Тетяевым, В.Т. Трощенко, С.И. Шилиным и др. Результатом этих исследований явилось создание самостоятельного класса тиристорных асинхронных электроприводов с расширенными техническими и функциональными возможностями, успешное внедрение ряда опытных образцов указанных систем электропривода на ряде промышленных механизмов, освоение впервые в отечественной практике промышленного выпуска тиристорных систем управления асинхронными двигателями типа ТСУР в Запорожском ПО "Преобразователь".

Одним из первых в отечественной практике В.А. Шубенко совместно с Р.Т. Шрей-

нером и В.И. Лихошерстом начал исследования по созданию тиристорных систем частотно-управляемых электроприводов. К этим работам, возглавляемым затем Р.Т. Шрейнером, впоследствии присоединились В.Н. Поляков, А.Я. Кривицкий, А.С. Волков, А.Д. Гильдебранд, А.А. Федоренко, Л.Н. Кротова, В.С. Копырин и др. Благодаря усилиям этого научного коллектива кафедра заняла лидирующие позиции в решении одной из актуальных проблем современного электропривода. В частности, разработаны рациональные структуры частотно-управляемых асинхронных электроприводов, законы управления преобразователями, решены вопросы минимизации энергопотребления в переходных и установившихся режимах, предложены оригинальные методы реализации тормозных режимов и т.д.

В последние годы жизни В.А. Шубенко, понимая важность проблемы, начал совместно с Р. А. Кулесским исследования по цифровым системам автоматического управления электроприводом. Эти работы, проводимые под руководством Р.А. Кулесского, были продолжены Н.Ф. Лозовским, С.Р. Залялеевым, А.И. Волковым, З.Ш. Ишматовым, В.Л. Тимофеевым, М.Ю. Бородиным, Г.М. Упчером и др. Итогом работ этого научного коллектива, получившего широкое признание среди инженерной научно-технической общественности, явилось создание рациональных алгоритмов цифрового (микропроцессорного) управления электроприводами постоянного тока, методик синтеза таких систем и выработка решений по улучшению динамических и статических показателей электроприводов с цифровым управлением.

Оригинальные исследования по новым методам подхода к синтезу систем автоматического управления, улучшающим показатели их качества, выполнил на кафедре под руководством В.А. Шубенко аспирант А.С. Востриков.

В последние годы под руководством проф. И.Я. Браславского успешно развивается актуальное для теории и практики современного электропривода направление, связанное с созданием энергосберегающих технологий на основе регулируемых асинхронных электроприводов.

В настоящее время научные исследования кафедры осуществляются по следующим направлениям:

1. Анализ и синтез полупроводниковых электроприводов различных классов (проф. И.Я. Браславский, доц. А.М. Зюзев, доц. З.Ш. Ишматов, доц. В.Н. Поляков, доц. А.В. Костылев, ст. преп. Д.П. Степанюк, педагог-стажер Д.В. Мезеушева, асп. К.Е. Нестеров и др.).

Разработка математических моделей и программных средств управления асинхронными электроприводами. Разработка асинхронных электроприводов со скалярным, векторным управлением и систем с прямым управлением моментом. Разработка "бездатчиковых" систем электропривода. Использование методов нечёткой логики, нейронных сетей, генетических алгоритмов для синтеза систем управления асинхронными электроприводами.

2. Цифровые системы управления электроприводами постоянного и переменного тока (доц. З.Ш. Ишматов, доц. А.М. Зюзев, доц. А.В. Костылев, асп. Ю.В. Плотников, асп. М.А. Волков и др.).

Рациональные структуры систем цифрового управления электроприводами и технологическими объектами на их основе. Разработка методов синтеза цифровых регуляторов, в том числе на основе полиномиальных уравнений. Разработка инженерных методик проектирования систем управления на основе программируемых контроллеров с заданными статическими и динамическими свойствами.

3. Энергосберегающие технологии на основе регулируемых асинхронных электроприводов (проф. И.Я. Браславский, доц. З.Ш. Ишматов, доц. В.Н. Поляков, асп. А. В. Плотников и др.).

Оптимизация потерь и энергопотребления частотно-регулируемых асинхронных электроприводов при различных критериях оптимизации в переходных и установившихся режимах, разработка уточнённых моделей различных типов регулируемых асинхронных электроприводов для расчёта потерь и проведения сравнительной количественной оценки их энергетической эффективности; обоснование рациональных областей применения и определение экономии электроэнергии и других энергоносителей (вода, воздух, теплососители и др.) при внедрении частотно-регулируемых асинхронных электроприводов.

4. Автоматизация технологических процессов в промышленности и жилищно-коммунальном хозяйстве (проф. И.Я. Браславский, доц. М.Ю. Бородин, доц. А.М. Зюзев,

доц. З.Ш. Ишматов, доц. В.П. Метельков, доц. В.Н. Поляков и др.)

Анализ и проектирование объектно-ориентированных систем электропривода различных технологических комплексов в машиностроительной, metallurgicеской, нефтегазовой отраслях и жилищно-коммунальном хозяйстве. Разработка математических моделей механической части электропривода для обоснования решений по синтезу систем управления электроприводами различных механизмов. Разработка программных моделирующих комплексов, предназначенных для решения проектных задач (выбор мощности двигателя, преобразователя и т.п.). Разработка предложений по модернизации систем управления производственными механизмами и технологическими процессами.

Научные исследования кафедры всегда тесно связаны с решением практических задач многих отраслей народного хозяйства (металлургия, машиностроение, нефтегазовый комплекс, жилищно-коммунальное хозяйство и др.), по заданиям которых, в том числе по планам государственных или отраслевых научно-технических программ, кафедрой выполнен ряд разработок электроприводов различных классов, внедрённых на отечественных объектах и за рубежом.

Так, разработаны и внедрены в серийное производство в Запорожском ПО "Преобразователь" системы тиристорного управления асинхронными электроприводами типа ТСУР; созданы и внедрены на metallurgicеских заводах системы цифрового управления скоростными режимами и технологическими процессами трубопрокатных станов; предложены решения по построению позиционных электроприводов механизмов циклического действия (в том числе для подъёмно-транспортных механизмов); обоснованы структуры цифровых систем управления электроприводами экскаваторов; внедрены на нескольких насосах холодного водоснабжения жилых зданий системы энергосберегающего частотно-регулируемого асинхронного электропривода; разработан и внедрен в промышленную эксплуатацию автоматизированный тиристорный асинхронный электропривод станков-качалок, обеспечивающий оптимизацию процесса нефтедобычи; разработаны и приняты для использования в проектной практике программные средства для ис-

следования и рационализации работы буровых установок; внедрён энергосберегающий асинхронный электропривод главного подъёма в одном из городов Свердловской области мощностью 200 кВт; внедрены частотно-регулируемые асинхронные электроприводы перемещения электродов дуговой сталеплавильной печи.

В последнее время значительно оживилась научно-исследовательская работа студентов. Их разработки неоднократно экспонировались на выставках в университете и были отмечены среди лучших. В 2003 г. студенты кафедры участвовали во Всероссийском конкурсе студенческих разработок, проводимом фирмой "Schneider Electric", на который они представили 14 работ. И.В. Аргучинский стал лауреатом конкурса, а наша кафедра, студенты которой представили наибольшее количество работ, получила в безвозмездное пользование набор логических контроллеров фирмы. В 2003 г. студенты кафедры представили 7 работ на Всероссийский конкурс студенческих работ, проводимый Минобразования России. Студент Ю.В. Плотников по итогам конкурса награжден дипломом Минобразования России.

Новые возможности для активизации научно-исследовательской работы студентов и проведения НИР кафедры появились в связи с введением в эксплуатацию в 2004 г. лаборатории современных систем электропривода и технологической автоматики, оснащённой самыми передовыми промышленными системами электропривода постоянного и переменного тока с цифровым управлением и устройствами автоматики.

Молодое поколение исследователей кафедры (А.В. Кириллов, А.В. Костылев, Ю.В. Плотников, Д.В. Мезеушева, Д.П. Степанюк, М.В. Волков, К.Е. Нестеров и др.), используя научные достижения старших товарищей, продолжает на качественно новом уровне с привлечением современных методов исследования и современных разработок в области микропроцессорных средств управления и систем силовой электроники работы в области регулируемых асинхронных электроприводов и автоматизации производственных процессов.

Кафедра выпустила свыше 4700 инженеров, подготовила 5 докторов (в 2004 г. защитил докторскую диссертацию доцент А.М. Зюзев) и 81 кандидата технических наук. Сотруд-

никами кафедры опубликовано 24 учебника и монографии, ими получено свыше 60 авторских свидетельств на изобретения и 5 патентов.

Только за последние 10 лет опубликовано более 320 научных печатных работ, получено 5 патентов, сотрудники кафедры принимали участие в качестве докладчиков в работе более 40 научно-технических семинаров и конференций, в том числе 18 международных зарубежных. Их статьи и доклады опубликованы в Румынии, Польше, Англии, Китае, Чехии, Венгрии, Болгарии, Италии, Германии, Финляндии, Греции, Бельгии, Хорватии, Латвии, на Украине и в других странах.

Результаты научных разработок кафедры неоднократно с успехом экспонировались на Всесоюзных (Всероссийских) и международных выставках и были отмечены наградами, в их числе Дипломы Почета Международных электротехнических выставок "Электро-72" (Москва, 1972 г.), "Электро-77" (Москва, 1977 г.), международная выставка НТТМ (г. Пловдив), 1 золотая, 5 серебряных, 7 бронзовых медалей ВДНХ.

В различные периоды кафедра выполняла и выполняет договоры о научно-техническом сотрудничестве с институтом техники, экономики и культуры г. Лейпцига (Германия), с Высшим механико-энергетическим институтом г. Габрово (Болгария), с техническим университетом г. Хемница (Германия), университетом г. Гента (Бельгия).

С 1968 г. кафедра регулярно проводит Всесоюзные (Всероссийские) научно-технические конференции по электроприводам переменного тока, которые с 1995 г. стали международными. Очередная, XIII конференция состоялась в 2005 г. Факт проведения кафедрой конференций по проблематике электроприводов переменного тока, история которых насчитывает почти 40 лет, подтверждает ведущую роль научного коллектива кафедры в разработке и исследовании этой актуальной для теории и практики электропривода проблемы. "Уральские конференции" получили одобрение и поддержку научно-технической общественности, позволяя глубоко и всесторонне рассматривать различные аспекты электроприводов переменного тока, занимающих в настоящее время превалирующее положение среди регулируемых электроприводов различных классов и широко применяемых во многих отраслях промышленности.

Моделирование линейных электродвигателей импульсного действия

ТОМАШЕВСКИЙ Д.Н., КОШКИН А.Н.

Рассматривается моделирование линейных электродвигателей импульсного действия: индукционно-динамического двигателя с ферромагнитным сердечником и электромагнитного двигателя.

В данной статье рассматривается модель линейного электродвигателя импульсного действия (ЛЭИД) в составе лабораторного магнито-импульсного устройства (МИУ).

Функциональная схема МИУ представлена на рис.1. Питание осуществляется от однофазной сети переменного тока. Силовая часть состоит из цепи заряда и цепи разряда конденсаторной батареи. В процессе заряда конденсаторная батарея накапливает электрическую энергию из сети через повышающий трансформатор и выпрямитель. В процессе разряда конденсаторная батарея отключается от сети и включается на катушку двигателя. При начальном напряжении на конденсаторной батарее 1 кВ по обмотке двигателя протекает ток разряда, достигающий 400 А.

В качестве объектов исследования были использованы ЛЭИД двух различных конструкций – без магнитопровода (ЛЭИД 1) и с магнитопроводом (ЛЭИД 2) (рис.2,а,б соответственно, их технические характеристики приведены в таблице).

Первый двигатель является индукционно-динамическим двигателем (ИДД). Он не имеет магнитопровода и работает на потоках рассеяния. Модель этого двигателя является частным случаем модели ЛЭИД 2.

За основу моделирования принят ЛЭИД 2, имеющий Ш-образный магнитопровод. Этот двигатель имеет многослойную первичную

The modeling of pulse linear electromotors is described: induction-dynamic electromotor with magnetic core and electromagnetic motor.

обмотку, вторичная часть выполнена в виде короткозамкнутого витка из алюминия, механически соединённого с ферромагнитным якорем. Такая конструкция соответствует конструкции ИДД с магнитопроводом. Имеется возможность извлечения короткозамкнутого вторичного витка. Получаемая при этом конструкция соответствует конструкции электромагнитного двигателя (ЭМД).

ЛЭИД 2 имеет якорь, механически соединенный пружиной с неподвижным основанием. Эти элементы конструкции показаны на эскизе ЛЭИД (рис.3,а) и учтены при составлении уравнения механического равновесия.

Представленный ЛЭИД можно рассматривать как трансформатор с короткозамкнутым вторичным элементом [1]. В основу модели положена однослойная магнитная схема замещения, показанная на рис.3,б. В силу симметрии рассмотрен один контур магнитопровода.

Для построения структурной схемы запишем уравнения электрического равновесия в операторной форме при питании обмотки двигателя от батареи конденсаторов:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= i_1 R_1 + u_c + p\psi_1 + L_1 p i_1; \\ 0 &= i_2 R_2 + p\psi_2 + L_2 p i_2; \\ i_1 &= C_p u_c, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

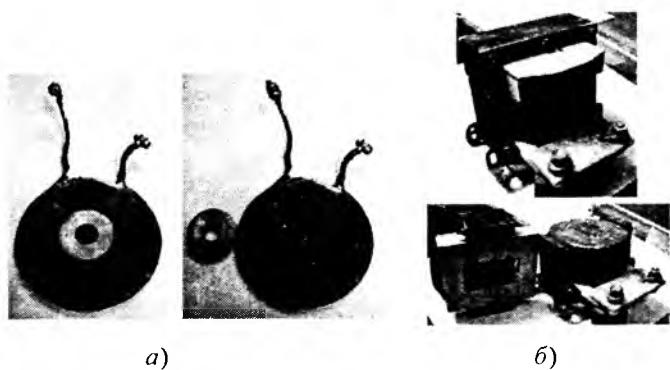


Рис.2. Внешний вид ЛЭИД:
а – ЛЭИД 1; б – ЛЭИД 2

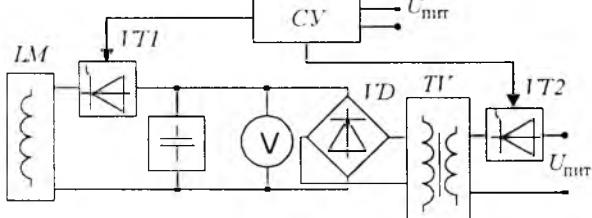


Рис.1. Функциональная схема МИУ

Технические характеристики	ЛЭИД 1	ЛЭИД 2
Магнитный сердечник	Нет	Есть (шихтованный, электротехническая сталь)
Катушка индуктора:	Однослойная	Многослойная (6 слоёв)
– число витков	26	60
– материал провода	Медь	Медь
– размеры шины (ширина×высота), мм	$1,5 \times 5$	$2,5 \times 8$
Вторичный элемент:	Кольцо	Кольцо
– материал	Медь	Алюминий
– масса, кг	0,14	5

где

$$\Psi_1 = w_1 \Phi_1; \quad \Psi_2 = \Phi_2. \quad (2)$$

В уравнении (1) отдельно учитываются потокосцепления пазовой и лобовой частей индуктора и вторичного элемента (ВЭ).

Уравнения для магнитной схемы замещения (рис.3,б) по первому и второму законам Кирхгофа:

$$\Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_{1g}; \quad \Phi_0 = \Phi_{2g} + \Phi_2; \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Phi_1 R_{1c} + \Phi_{1\sigma} R_{1\sigma 1} &= i_1 w_1; \\ -\Phi_{1\sigma} R_{1\sigma} + 2\Phi_0 R_0 + \Phi_{2\sigma} R_{2\sigma} &= 0; \\ -\Phi_{2\sigma} R_{2\sigma} + \Phi_2 R_{2c} &= i_2. \end{aligned} \quad (4)$$

Нижняя часть магнитопровода наиболее подвержена эффекту насыщения, поэтому его магнитное сопротивление целесообразно принять нелинейным. Для построения структурной схемы блока насыщения используется аппроксимация кривой намагничивания стали с помощью выражения [2]

$$H_c = bB_c + a \operatorname{sh}(kB_c). \quad (5)$$

Расчёт усилий "отталкивания токов" и притяжения сердечников, перемещения вторичного элемента производится следующим образом. По закону полного тока для ненасыщенной стали индукция пазового рассеяния [3]

$$B_x = \frac{\mu_0}{b_1} \left(\omega_1 i_1 \frac{y}{h_1} \right). \quad (6)$$

Для элементарной силы Ампера

$$dF_y = B_x \left(\omega_1 i_1 \frac{dy}{h_1} \right) c = \frac{\mu_0}{b_1} \omega_1^2 i_1^2 \frac{c}{h_1^2} y dy. \quad (7)$$

Тогда с учётом того, что

$$L_{1\sigma} = \omega_1^2 G_{1\sigma} = \omega_1^2 \left(\frac{h_1 \mu_0}{2k} c \right), \quad (8)$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

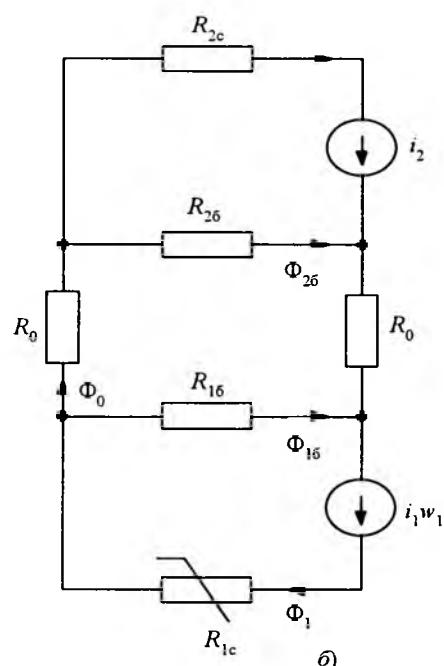
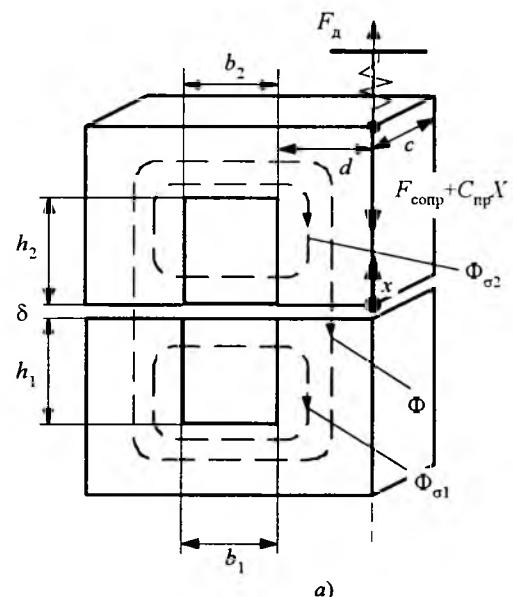


Рис.3. Эскиз ЛЭИД 2 (а) и схема замещения его магнитной цепи (б)

полная электродинамическая сила, действующая на обмотку двигателя.

$$F_{\text{3d1}} = \int_0^h \left(\frac{\mu_0}{b_1} \omega_1^2 i_1^2 \frac{c}{h_1^2} \right) y \, dy = \\ = \left(\frac{h_1 \mu_0}{3b_1} \omega_1^2 c \right) i_1^2 \frac{3}{2h_1} = L_{1\sigma} i_1^2 \frac{3}{2h_1}. \quad (9)$$

По аналогии полная электродинамическая сила, действующая на кольцо,

$$F_{3\pi 2} = L_{2\sigma} i_2^2 \frac{3}{2k}, \quad (10)$$

где

$$L_{2\sigma} = 1 \cdot G_{2\sigma}. \quad (11)$$

Сила притяжения сердечников

$$F_{\text{np}} = \frac{B_0^2}{2\mu_0} 2dc, \quad (12)$$

где

$$B_0 = \frac{\Phi_0}{dc}. \quad (13)$$

Систему уравнений электрического равновесия (1) с учётом постоянных времени запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} 0 &= u_c + p\psi_1 + i_1 R_1 (1 + pT_1); \\ 0 &= p\psi_2 + i_2 R_2 (1 + pT_2); \\ i_1 &= C_p u_c. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Ток индуктора

$$i_1 = -\frac{p\Psi_1}{R_1(1+pT_1)} - \frac{u_c}{R_1(1+pT_1)} = i_1' + i_1'', \quad (15)$$

где i_1' – составляющая тока индуктора, обусловленная наличием индуцированной ЭДС; i_1'' – составляющая тока индуктора, обусловленная наличием заряженной конденсаторной батареи.

После дополнительных преобразований

$$i'_1 = -\Psi_1 \frac{1}{L_1} - i'_1 \frac{R_1}{L_1 p} = -\frac{1}{T_1} \left(\Psi_1 \frac{1}{R_1} + i'_1 \frac{1}{p} \right);$$

$$i_1'' = -u_c \frac{1}{L_1 p} - i_1'' \frac{R_1}{L_1 p} = -\frac{1}{T_1 p} \left(u_c \frac{1}{R_1} + i_1'' \right). \quad (16)$$

Во вторичном элементе ток обусловлен только наличием индуцированной ЭДС:

$$i_2 = -\Phi_2 \frac{1}{L_2} - i_2 \frac{R_2}{L_2 p} = -\frac{1}{T_2} \left(\Phi_2 \frac{1}{R_2} + i_2 \frac{1}{p} \right). \quad (17)$$

На рис.4 показана полная структурная схема ЛЭИД, составленная на основе полученных уравнений [4]. На ней наглядно представлены первичная и вторичная части ЛЭИД, подробно рассмотрена механическая часть.

В центральной части схемы размещён блок учёта насыщения, который работает следующим образом. На входе вычисляется абсолютное значение магнитной индукции, производится ограничение минимального абсолютного значения магнитной индукции, чтобы исключить далее деление на нуль.

Значение напряжённости магнитного поля вычисляется согласно выражению (5). Путём деления на значение магнитной индукции определяется величина, обратная значению

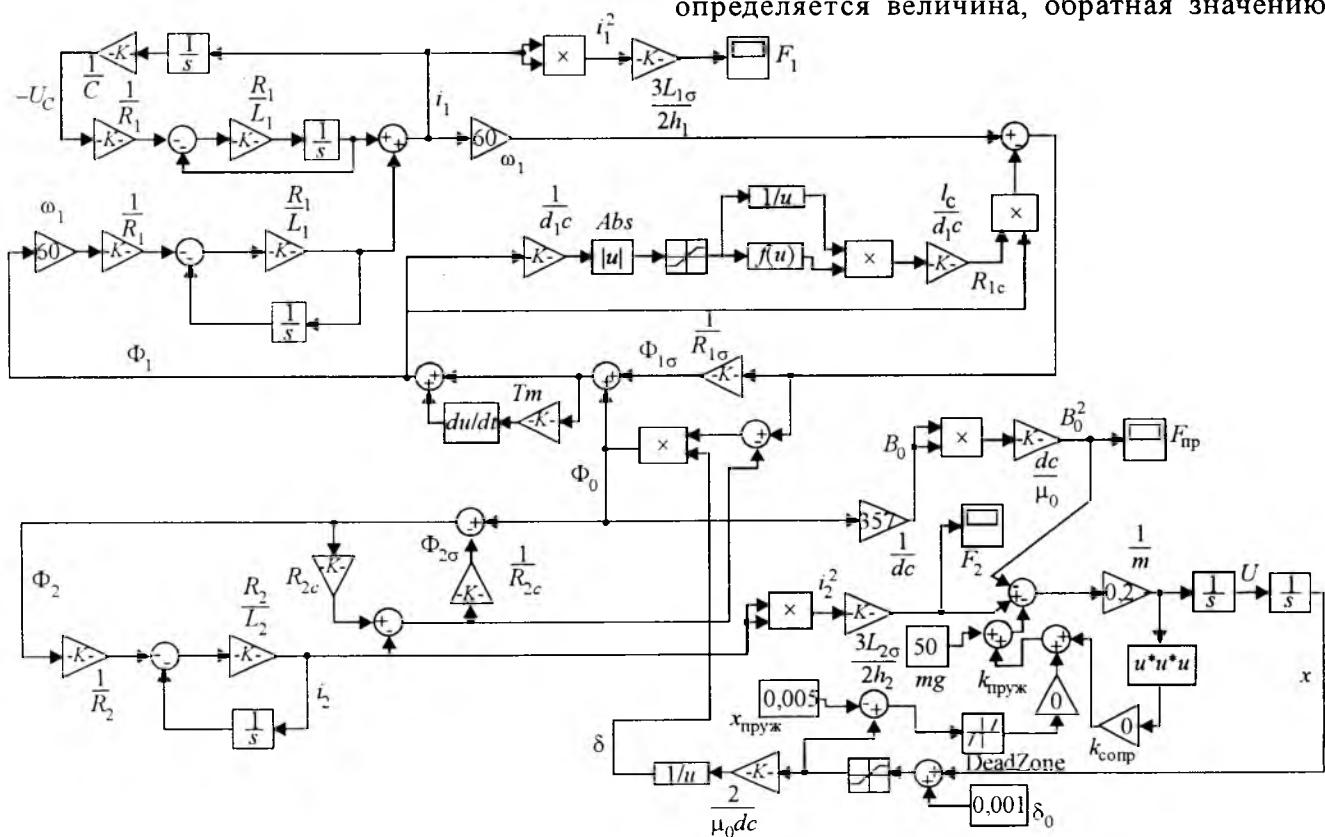


Рис.4. Структурная схема ЛЭИД

полной магнитной проницаемости участка магнитопровода. Учитывая размеры участка магнитопровода, на выходе получаем его магнитное сопротивление.

Индуктивность лобовых частей индуктора двигателя определяется с помощью модели расчёта методом детализированных магнитных схем замещения, реализованной в среде MathCad [5]. Производится разбиение исследуемой области (рис.5,а), состоящей из магнитного сердечника, лобовой части обмотки индуктора и области, по которой проходят потоки рассеяния (воздух), на "клетки потока", соответственно на 1, 4 и 10 слоёв в горизонтальном направлении и на 6 слоёв в вертикальном направлении. На основании заданного тока рассчитываются контурные МДС индуктора и производится расчёт магнитного потока кольцевой обмотки. Затем производится расчёт напряжения питания кольцевой обмотки, необходимого для создания найденного значения магнитного потока, после чего определяется полное электрическое сопротивление кольцевой обмотки и индуктивность потоков рассеяния кольцевой обмотки. Отношение значения лобовой индуктивности индуктора двигателя к индуктивности потоков рассеяния кольцевой обмотки эквивалентно отношению длины (по средней линии) лобовой части индуктора к длине (по средней линии) кольцевой обмотки. На рис.5,б представлены распределения нормальных, на рис.5,в – тангенциальных значений магнитной индукции по слоям. Лобовая индуктивность индуктора двигателя $L_L = 4,643 \cdot 10^{-4}$ Гн.

С помощью данной схемы можно исследовать динамические режимы работы как ИДД, так и ЭМД (представляя электрическое сопротивление кольца вторичного элемента бесконечно большим). Изменяя параметры кривой намагничивания, можно исследовать характеристики двигателей при различных свойствах магнитопровода. Как частный случай может быть рассмотрен ИДД без магнитопровода (ЛЭИД 1).

Данная структурная схема даёт возможность наглядного анализа электромеханической части привода рабочего органа реальной магнито-импульсной системы с учётом всех усилий, зазоров, коэффициентов упругости отдельных элементов системы.

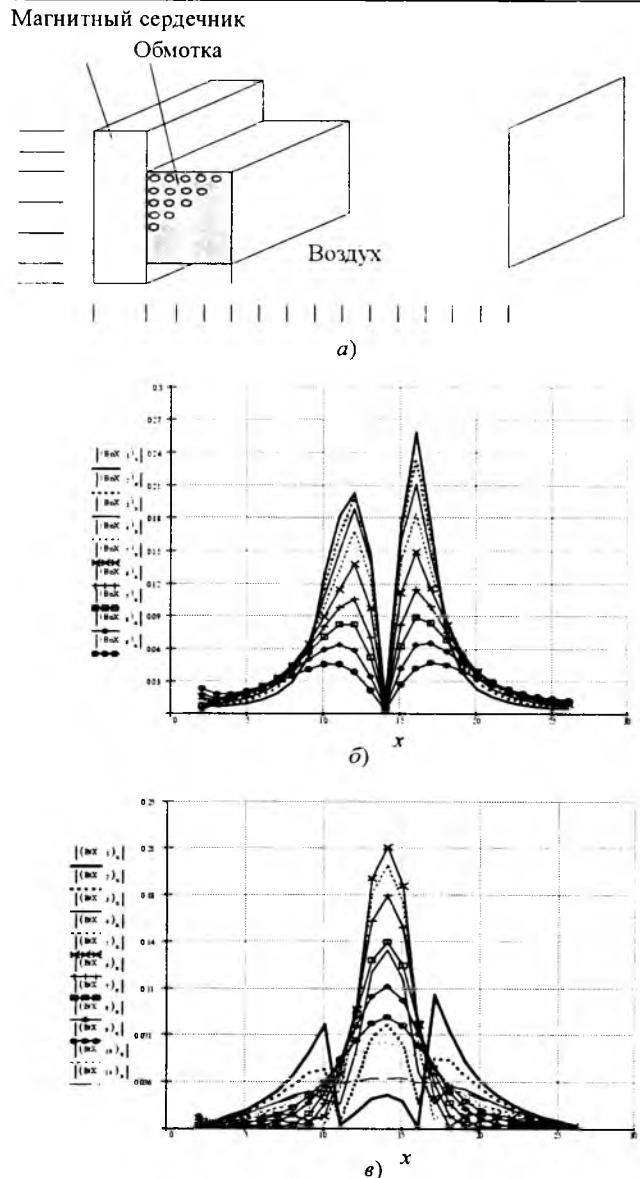


Рис.5. Построения для расчёта лобовой части обмотки индуктора (а); нормальные (б) и тангенциальные (в) значения магнитной индукции клеток

Авторы выражают благодарность профессору Ф.Н. Сарапулову за помощь в написании статьи.

Список литературы

1. Васьковский Ю.Н. Математическое моделирование индукционно-динамического двигателя с учётом насыщения его магнитопровода // Электричество. 1988. № 11. С. 60–65.
2. Быковская Л.В. Математическая модель точности показателей качества серийно выпускаемого асинхронного двигателя: Автореф. дис. канд. техн. наук. Екатеринбург, 1999.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
4. Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., Шымчак П. Структурное моделирование электромеханических систем и их элементов. Щецин, 2000.
5. Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф., Томашевский Д.Н. и др. Электротехнологическая виртуальная лаборатория: Учебное пособие. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2003.

Модели электропечи сопротивления и линеаризация канала управляющего воздействия системы регулирования температуры

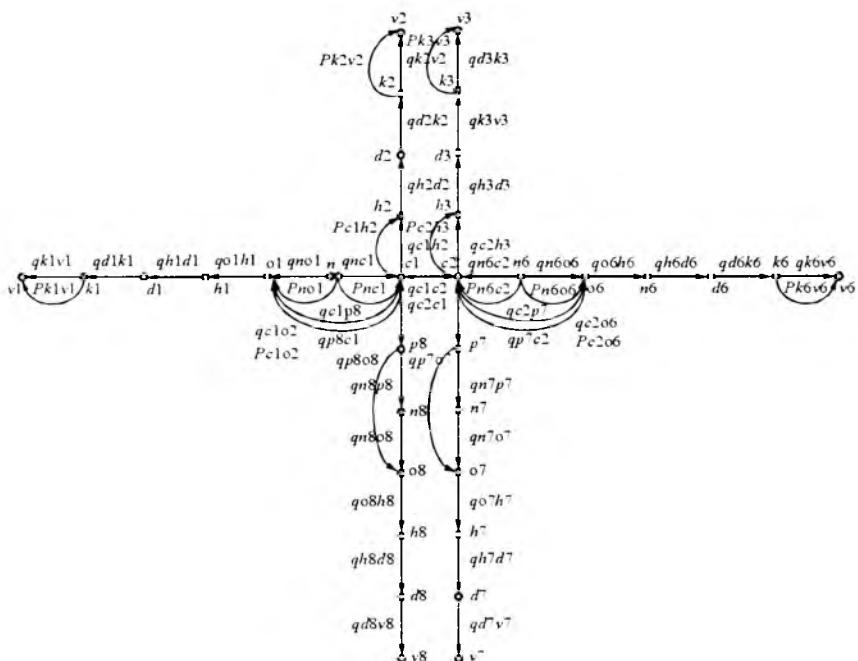
ИВАНУШКИН В.А., САРАПУЛОВ Ф.Н., МЕЗЕНИН С.М.

Приведены модели электрической печи сопротивления в пакете программ MATLAB 6.5 и способ линеаризации канала управляющего воздействия системы регулирования температуры.

Подавляющее число промышленных электрических печей сопротивления (ЭПС) снабжено системами стабилизации и регулирования температуры. С точки зрения управления ЭПС представляет собой сложный комплекс, состоящий из нагревателя, футеровки, изделия и датчика температуры. Эти компоненты связаны друг с другом процессами теплообмена, причём каждый из них обладает своей тепловой инерцией, что при отсутствии развёрнутых (детализированных) моделей ЭПС чрезвычайно осложняет расчёт тепловых переходных процессов и анализ динамики систем автоматического регулирования.

Models of the resistance's electric furnace made with software package MATLAB and the method of the linearization of the temperature control system's channel are given in this article.

Детализированная структура модели может быть построена на основе трёхмерной эквивалентной тепловой схемы ЭПС (рис.1, 2), представляющей в виде системы однородных тел, связи между которыми определены условиями теплообмена. В плоскости симметрии каждого тела устанавливается узел, к которому подключаются сопротивления теплообмена с другими телами. В указанные узлы вводятся потери, выделяющиеся в данной части устройства. Тепловые сопротивления определяются через параметры среды – теплоёмкость, коэффициенты теплопроводности и теплоотдачи, зависящие от температуры. В каждом диапазоне



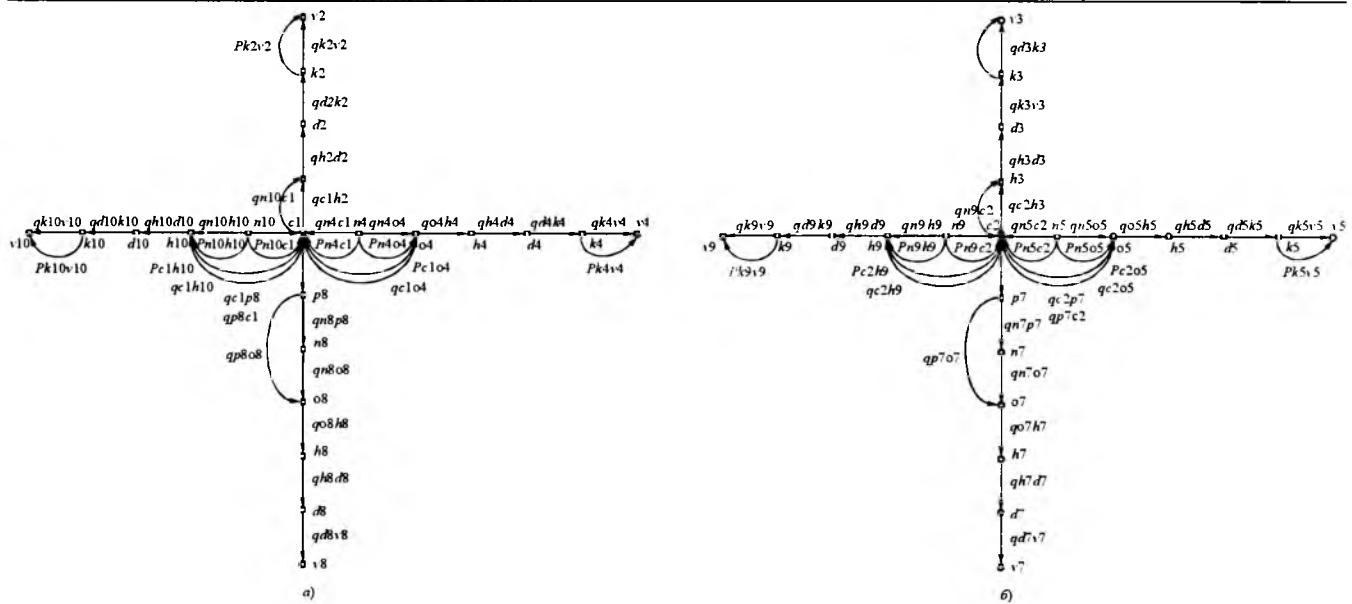


Рис.2. Эквивалентная тепловая схема (продолжение, вид печи сбоку: первые (а) и вторые (б) части заслонки, свода, задней стенки, подины и садки)

не ожидаемых температур принимается кусочно-постоянная аппроксимация этих параметров [1].

Дифференциальное уравнение теплового баланса для n -го тела эквивалентной тепловой схемы записывается в виде [2]:

$$c_n \frac{\partial Q_n}{\partial t} = \sum_{i=1}^q \lambda_{in} (Q_i - Q_n) + P_n; \quad (1)$$

$$q_{in} = \lambda_{in} (Q_i - Q_n),$$

где c_n и Q_n – теплоёмкость и температура n -го тела; Q_i – температура одного из соседних тел; q_{in} – количество тел, связанных в тепловом отношении с рассматриваемым телом n ; λ_{in} – тепловая проводимость от i -го тела к n -му; P_n – потери мощности в данном теле n ; t – текущее время.

Представленная на рис.1, 2 тепловая схема описывается системой (в работе не приводится) из 46 уравнений вида (1), на основе которой сформирована детализированная модель трёхмерной ЭПС в пакете программ MATLAB 6.5 (рис.3).

Модель содержит развёрнутые модели следующих компонентов: садки, футеровки боковых стен пода, свода, заслонки, передней и задней стенок. Кроме того, в модели представлены нагреватели на боковых стенах, подине, задней стенке и заслонке печи. Модель ЭПС содержит также детализированную модель термопары и позволяет моделировать технологи-

ческий цикл термической обработки: нагрев пустой печи до температуры задания, открытие заслонки, укладка садки, закрытие заслонки, нагрев садки до температуры задания (в соответствии с технологией), открытие заслонки, извлечение садки, закрытие заслонки, свободное охлаждение печи. График на рис.4 качественно отражает характер изменения температуры в садке и переходные процессы в печи в процессе нагрева.

Модель на рис.3, обладая широкими возможностями в плане детального исследования тепловых режимов печи, непосредственно не позволяет осуществить синтез регуляторов температуры в замкнутой системе регулирования. Модель ЭПС, эквивалентная её детализированной модели, необходимой для синтеза регуляторов (модель в переменных "вход – выход"), в данном случае может быть определена по логарифмическим частотным характеристикам развёрнутой модели либо по кривой переходного процесса, получаемым в результате моделирования динамических процессов нагрева ЭПС.

В первом случае структура и параметры динамических звеньев эквивалентной модели определяются традиционным для метода логарифмических частотных характеристик способом. Во втором случае используется метод переходных характеристик $h(t)$ [3].

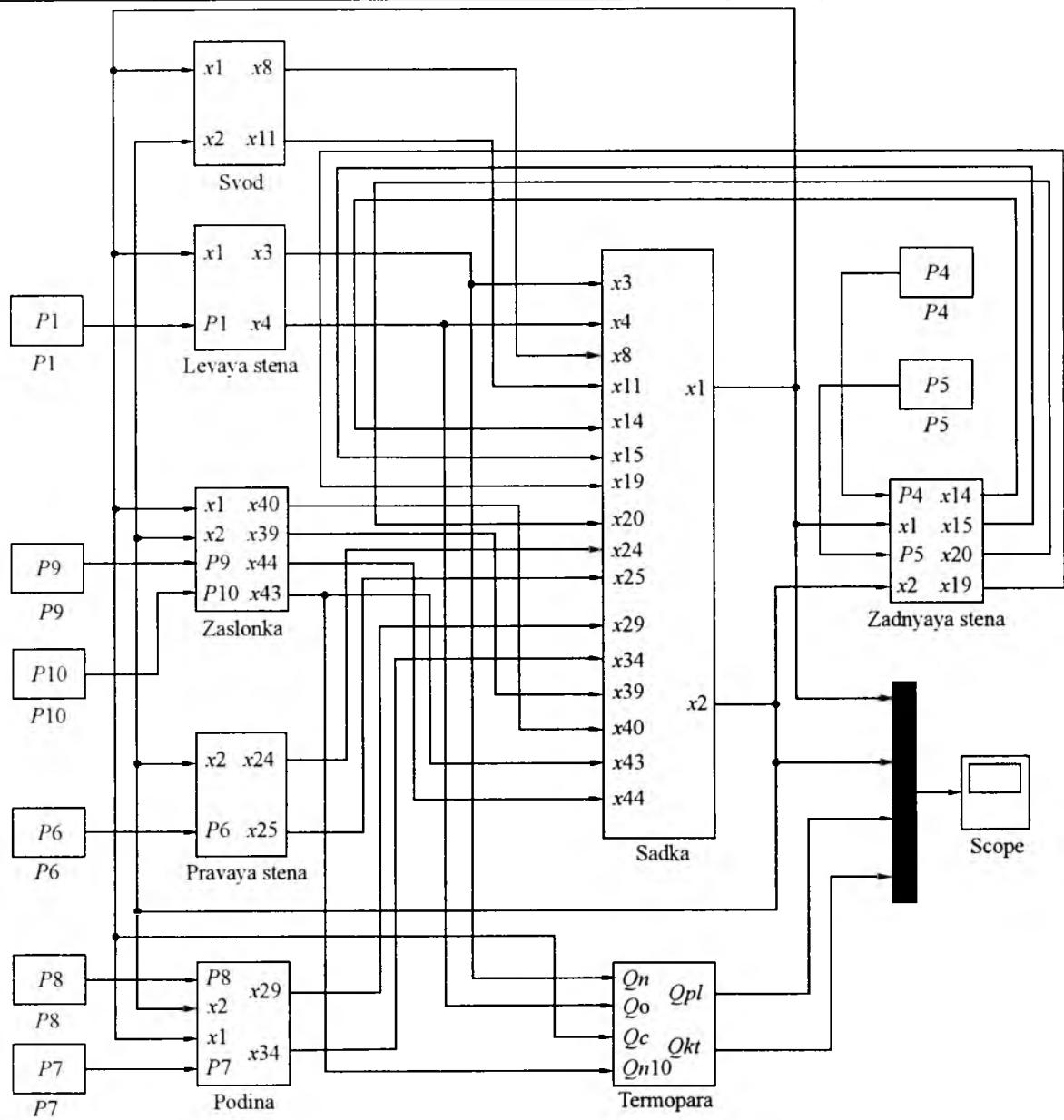


Рис.3. Детализированная структурная схема трёхмерной модели ЭПС

Второй метод относится к графоаналитическим методам и обычно используется при определении динамических характеристик объектов регулирования в условиях промышленной эксплуатации. Применение этого метода предполагает наличие экспериментально снятой временной характеристики объекта, параметры которой (при S -образной временной характеристике – a , b , c и d), необходимые для вычисления постоянных времени передаточной функции, например, T_1 и T_2 двухъёмкостного эквивалентного объекта, определяются графически [3, 4]. В данном случае: a – проекция отрезка касательной в точке перегиба S -об

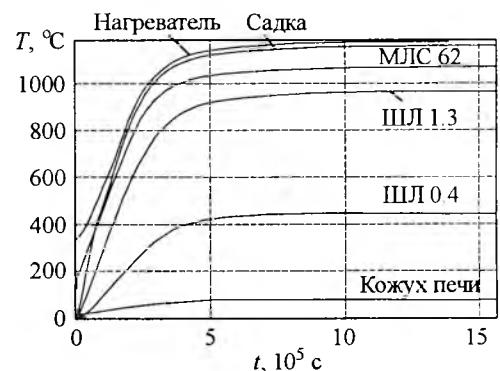


Рис.4. График процесса нагрева в модели ЭПС

разной временной характеристики между точкой её перегиба и точкой её пересечения с задающим воздействием на ось абсцисс; b – проекция отрезка касательной в точке перегиба временной характеристики между точкой её пересечения с задающим воздействием и осью абсцисс на ось абсцисс; c – абсцисса временной характеристики в точке её перегиба, d – ордината временной характеристики в точке её перегиба.

Для исключения графических построений при определении параметров двухъёмкостного эквивалентного объекта при проведении модельного эксперимента методом структурного моделирования одновременно со снятием переходной характеристики детализированной модели ЭПС предлагается снимать графики изменения во времени её первой и второй производных.

При этом график первой производной позволяет определить производную в точке перегиба (t_n) S - образной временной характеристики, которая имеет в точке t_n максимальное значение, равное $\operatorname{tg}\alpha = 1/b$. График второй производной временной характеристики, имеющей в точке перегиба нулевое значение, позволяет определить параметр c . По найденному параметру c и известной временной характеристике детализированной модели определяется параметр d , а затем вычисляется параметр a по выражению

$$a = \frac{(1-d)}{\operatorname{tg}\alpha}$$

Заметим, что a является суммой постоянных времени T_1 и T_2 эквивалентной модели.

Далее определяется отношение c/a и строится его зависимость от отношения постоянных времени T_1/T_2 по выражению [4]:

$$\frac{c}{a} = \frac{T_1/T_2}{(T_1/T_2)^2 - 1} \ln(T_1/T_2).$$

Зависимость $c/a = f(T_1/T_2)$ по найденному значению c/a позволяет определить отношение T_1/T_2 . Зная отношение T_1/T_2 и сумму $a = T_1 + T_2$ вычисляются постоянные времени T_1 и T_2 :

$$T_1 = \frac{a}{1 - \frac{1}{T_1/T_2}}; T_2 = a - T_1.$$

Отметим, что при $T_1 \ll T_2$ ЭПС можно представить также в виде последовательного

соединения запаздывающего звена с временем запаздывания $\tau = c - e$ и апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T = b$. В этом случае дополнительные параметры b и e определяются в соответствии с выражениями:

$$b = 1/\operatorname{tg}\alpha; e = d/\operatorname{tg}\alpha.$$

При $\tau = 0$ по выражению

$$b = 1 - \frac{h(t)}{dh/dt}$$

может быть построен график изменения параметра b в функции времени (для звена первого порядка $b = \text{const}$).

Следует заметить, что независимо от метода синтеза эквивалентной модели ЭПС её параметры и структура требуют дальнейшего уточнения путём сравнения реакции синтезированной модели с реакцией детализированной модели на одинаковые входные воздействия (единичный скачок) методом моделирования. На рис.5 приведены временные характеристики детализированной модели (кривая 1) и эквивалентной модели (кривая 2) после коррекции её параметров. Первоначально структура и параметры модели получены по методу логарифмических частотных характеристик. Передаточная функция эквивалентной модели в этом случае имеет вид

$$K \frac{T_3 p + 1}{T_1 p + 1} \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

Параметрической коррекции подлежат K , T_1 , T_2 , T_3 .

В замкнутых системах автоматического регулирования температуры управляющее воздействие (суммарная мощность нагреватель-

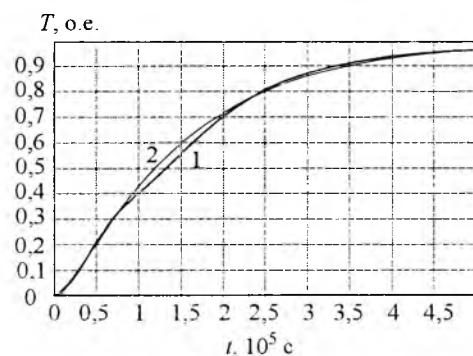


Рис. 5. Переходная характеристика детализированной модели и эквивалентной модели до и после коррекции её параметров

ных элементов) зависит от значения и знака выходного сигнала регулятора температуры и определяет значение вводимой мощности в электропечь, необходимую для устранения возникшего в системе рассогласования.

Обычно в системах регулирования температуры непрерывного действия [3] изменение подводимой к печи мощности P_{ps} осуществляется путём изменения напряжения питания нагревательных элементов с помощью управляемых регуляторов напряжения, при этом мощность, выделяющаяся в нагревательных элементах, является нелинейной функцией подводимого напряжения U_{ur} и определяется выражением:

$$P_{ps} = \frac{(U_y K_{ur})^2}{R_n}, \quad (2)$$

где R_n – эквивалентное сопротивление нагревательных элементов; U_y , K_{ur} – входной сигнал управления и коэффициент усиления регулятора напряжения.

Очевидно, что для обеспечения линейной зависимости между выходным сигналом регулятора температуры U_{rt} и мощностью P_{ps} , вводимой в электропечь, управляемый регулятор напряжения должен содержать на входе управления нелинейный блок со следующей функцией преобразования:

$$U_y = \sqrt{|U_{rt}| K_{ur} \operatorname{sign}(\Delta t)}, \quad (3)$$

где Δt – сигнал рассогласования на входе регулятора температуры.

Из выражений (2) и (3) следует, что при наличии такого блока обеспечивается линейная зависимость вводимой в печь мощности от выходного сигнала регулятора температуры:

$$P_{ps} = U_{rt} K_{ur}^3 / R_n. \quad (4)$$

С учётом (4) передаточную функцию разомкнутого контура регулирования температуры ЭПС в одноконтурной системе непрерывного действия с эквивалентной передаточной функцией, например одноёмкостного звена,

$$W_{ps} = \frac{K_{ps}}{T_{ps} p + 1} \quad (5)$$

можно представить в виде:

$$W_{rk} = \frac{K_{ur}^3}{R_n} \frac{K_{ps}}{T_{ps} p + 1} \frac{K_{tp}}{T_{tp} p + 1}, \quad (6)$$

где K_{ur} – коэффициент усиления управляемо-

го регулятора напряжения; K_{ps} , T_{ps} – коэффициент передачи и эквивалентная постоянная времени печи сопротивления; K_{tp} , T_{tp} – коэффициент передачи и постоянная времени датчика температуры.

Если принять в качестве малой некомпенсированной постоянной времени $T_m = T_{ps}$ (при условии, что $T_{tp} > T_{ps}$), то при настройке контура регулирования температуры на модульный оптимум получим передаточную функцию регулятора температуры:

$$W_{rt} = K_{rt} \frac{T_{rt} p + 1}{T_{rt} p}, \quad (7)$$

где K_{rt} , T_{rt} – коэффициент усиления и постоянная времени регулятора температуры,

$$K_{rt} = \frac{R_n T_{rt}}{a_{rt} T_{ps} K_{ur}^3 K_{ps} K_{tp}}, \quad T_{rt} = T_{tp},$$

a_{rt} – параметр настройки регулятора температуры.

Экспериментальные исследования и структурное моделирование в пакете Matlab программы Simulink показывают, что при регуляторе температуры с передаточной функцией (7) в одноконтурной системе с $a_{rt} = 2$ и $T_{tp} = 3T_{ps}$ обеспечивается стандартная реакция контура регулирования относительно выходного сигнала отрицательной обратной связи ($\sigma = 4,3\%$). Переходный же процесс относительно температуры печи в этом случае характеризуется существенно большим перерегулированием. При установке на вход системы регулирования звена, передаточная функция которого в данном случае равна апериодической составляющей канала обратной связи ($1/(T_{tp} p + 1)$), перерегулирование температуры печи снижается до стандартного значения.

Учитывая жёсткие технологические требования к регулированию температуры и тот факт, что система непрерывного действия обладает неполной управляемостью и не может устранить перерегулирование отрицательным управляющим воздействием, синтез регулятора температуры и его параметров в системах непрерывного действия следует производить, исходя из монотонного ($a_{rt} \geq 4$) характера процесса регулирования температуры печи.

Изложенный подход линеаризации канала управляющего воздействия позволяет на основе теории линейных динамических систем син-

тезировать регулятор температуры в одноконтурной системе непрерывного действия с линейным объектом и обеспечить требуемые показатели качества переходных и установившихся тепловых режимов печи.

Список литературы

1. **Беспалов В.Я., Дунайкина Е.А., Мощнинский Ю.А.** Нестационарные тепловые расчёты в электрических ма-

шинах. М.: МЭИ, 1987.

2. **Сарапулов Ф.Н.** Расчёт параметров цепей электротехнологических установок: Учебное пособие / Екатеринбург: УГТУ, 1990.

3. **Клюев А.С., Лебедев А.Т., Клюев С.А., Товаров А.Г.** Наладка средств автоматизации и автоматических систем регулирования: Справочное пособие. М.: Энерготомиздат, 1989.

4. **Клюев А.С.** Автоматическое регулирование. М.: Энергия, 1967.

Моделирование регулятора мощности дуговой электропечи с управляемой зоной нечувствительности

ИВАНУШКИН В.А., КОЖЕУРОВ В.Н., САРАПУЛОВ Ф.Н.

Системы управления приводом перемещения электродов дуговой электропечи содержат зону нечувствительности. Это приводит к статической ошибке. Для её устранения предлагается использовать управление положением этой зоны. Рассматриваемые алгоритмы управления подтверждены моделированием с использованием математической модели трёхфазной электрической дуги.

Успехи в области электроники и микропроцессорной техники, появление современных систем частотно-регулируемого привода и программируемых контроллеров позволяют значительно повысить энергетическую эффективность дуговых электропечей, увеличить их производительность и качество выплавляемой стали. Одной из возникающих при этом задач является совершенствование алгоритмов управления. Эта задача решается путём детального изучения технологического процесса плавки, построения адекватных математических моделей объекта управления, измерительных и управляющих устройств и их использования при синтезе алгоритмов управления.

Анализ существующих систем управления показывает, что характерной особенностью всех используемых в настоящее время регуля-

Electrodes drive control systems of the arc steel-smelting furnace contain a nonlinear element such as a dead zone. It results in a static mistake. In this article it is offered to use a moved dead zone to reduce this mistake. Different algorithms to solve this problem are discussed. Results are confirmed with using of a three-phase electric arc simulation.

торов мощности дуговых электропечей является наличие зоны нечувствительности, исключающей перемещение электродов при небольших случайных изменениях тока дуги. Вместе с тем, отработка перемещения, превышающего указанную зону, приводит к появлению статической ошибки. Это вызывает колебания температуры в печи и несимметрию нагрузки печного трансформатора.

Для уменьшения статической ошибки в [1] предложен метод управления положением зоны нечувствительности. Проверку предлагаемых решений, а также поиск эффективных алгоритмов управления удобно вести с помощью моделирования.

Система уравнений для короткой сети дуговой электропечи [3], составленная на основе законов Кирхгофа, имеет вид:

$$\left(R_1 i_a + L_1 \frac{di_a}{dt} + M_{12} \frac{di_b}{dt} + M_{13} \frac{di_c}{dt} + u_{\Delta 1} \right) - \left(R_2 i_b + L_2 \frac{di_b}{dt} + M_{12} \frac{di_a}{dt} + M_{23} \frac{di_c}{dt} + u_{\Delta 2} \right) = u_{ab};$$

$$\left(R_2 i_b + L_2 \frac{di_b}{dt} + M_{12} \frac{di_a}{dt} + M_{23} \frac{di_c}{dt} + u_{\Delta 2} \right) - \left(R_3 i_c + L_3 \frac{di_c}{dt} + M_{13} \frac{di_a}{dt} + M_{23} \frac{di_b}{dt} + u_{\Delta 3} \right) = u_{bc}; \quad (1)$$

$$\left(R_3 i_c + L_3 \frac{di_c}{dt} + M_{13} \frac{di_a}{dt} + M_{23} \frac{di_b}{dt} + u_{\Delta 3} \right) - \left(R_1 i_a + L_1 \frac{di_a}{dt} + M_{12} \frac{di_b}{dt} + M_{13} \frac{di_c}{dt} + u_{\Delta 1} \right) = u_{ca},$$

где R_1, R_2, R_3 – активные сопротивления токопроводов короткой сети; L_1, L_2, L_3 – собственные индуктивности фаз короткой сети; M_{12}, M_{23}, M_{13} – взаимные индуктивности между фазами; $u_{\Delta 1}, u_{\Delta 2}, u_{\Delta 3}$ – напряжения на элекри-

ческих дугах фаз печи; u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} – линейное напряжение на вторичных обмотках печного трансформатора.

В соответствии с [3] вольт-амперная характеристика дуги аппроксимируется зависимостью

$$u_{\Delta N} = \left(\frac{l}{k} i_N \right)^n, \quad N = a, b, c,$$

где i_N – ток дуги в фазе N ; l – длина дуги; k и n – эмпирические коэффициенты, определяемые по экспериментальным данным.

С учётом первого закона Кирхгофа система уравнений (1) может быть преобразована к виду:

$$\begin{aligned} \left(R_1 i_a + L_{13} \frac{di_a}{dt} + u_{\Delta 1} \right) - \left(R_2 i_b + L_{23} \frac{di_b}{dt} + u_{\Delta 2} \right) &= u_{ab}; \\ \left(R_2 i_b + L_{23} \frac{di_b}{dt} + u_{\Delta 2} \right) - \left(R_3 i_c + L_{33} + u_{\Delta 3} \right) &= u_{bc}; \quad (2) \\ \left(R_3 i_c + L_{33} \frac{di_c}{dt} + u_{\Delta 3} \right) - \left(R_1 i_a + L_{13} \frac{di_a}{dt} + u_{\Delta 1} \right) &= u_{ca}, \end{aligned}$$

где $L_{13} = L_1 - M_{12} - M_{13} + M_{23}$; $L_{23} = L_2 - M_{12} + M_{13} - M_{23}$; $L_{33} = L_3 + M_{12} - M_{13} - M_{23}$.

Схема модели, построенная по уравнениям (2) в пакете Simulink, представлена на рис. 1.

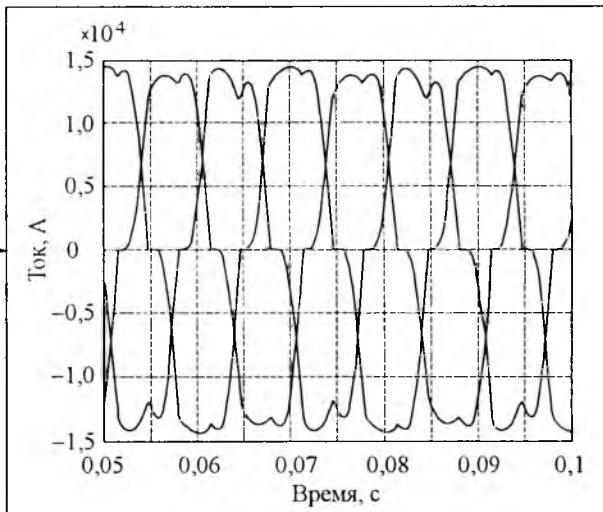
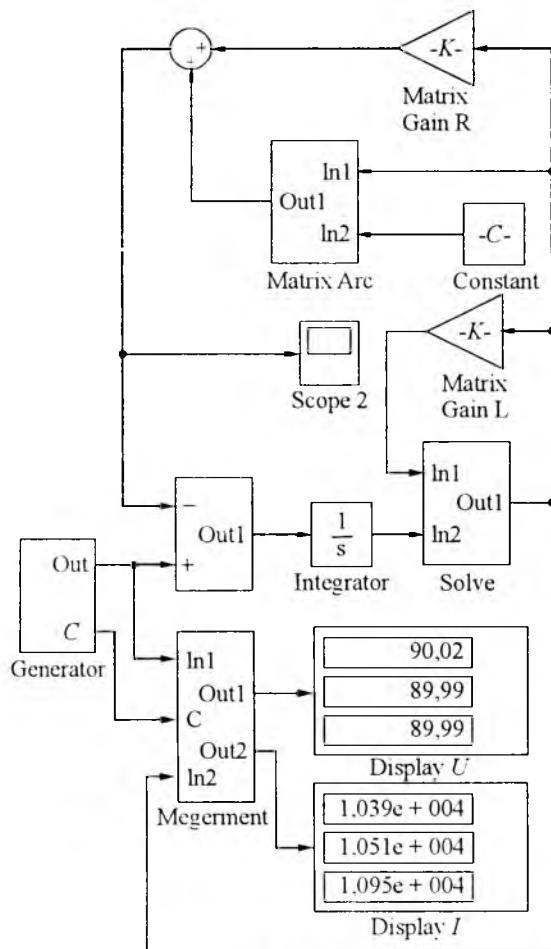


Рис. 1. Схема модели дуги и результаты моделирования
Вологодская областная универсальная научная библиотека

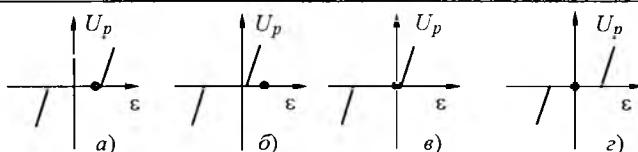


Рис.2. Управление позиционированием

Модель содержит решающий блок (Solve) для решения матричного уравнения в неявном виде, два блока матричных коэффициентов R и L , нелинейную модель дуги и трёхфазный генератор синусоидального сигнала. Для измерения действующих значений напряжения и тока в модель включён блок измерения, схема которого приведена в [2].

Предлагаемый метод моделирования позволяет избежать использования обратной модели в одной из фаз [4] и не требует предварительного преобразования уравнений с целью сведения трёхфазной модели к двухфазной.

Вторым достоинством модели является то, что её структура, при использовании матричных обозначений, полностью соответствует одноФазной. Это позволяет при синтезе регулятора использовать ранее полученные результаты.

Рассмотренная модель дуги была использована для оценки эффективности алгоритмов управления положением зоны нечувствительности.

Идея метода [1] весьма проста. При попадании ошибки в зону нечувствительности воздействие на привод прекращается, в результате чего значение тока отличается от заданного (рис.2,а).

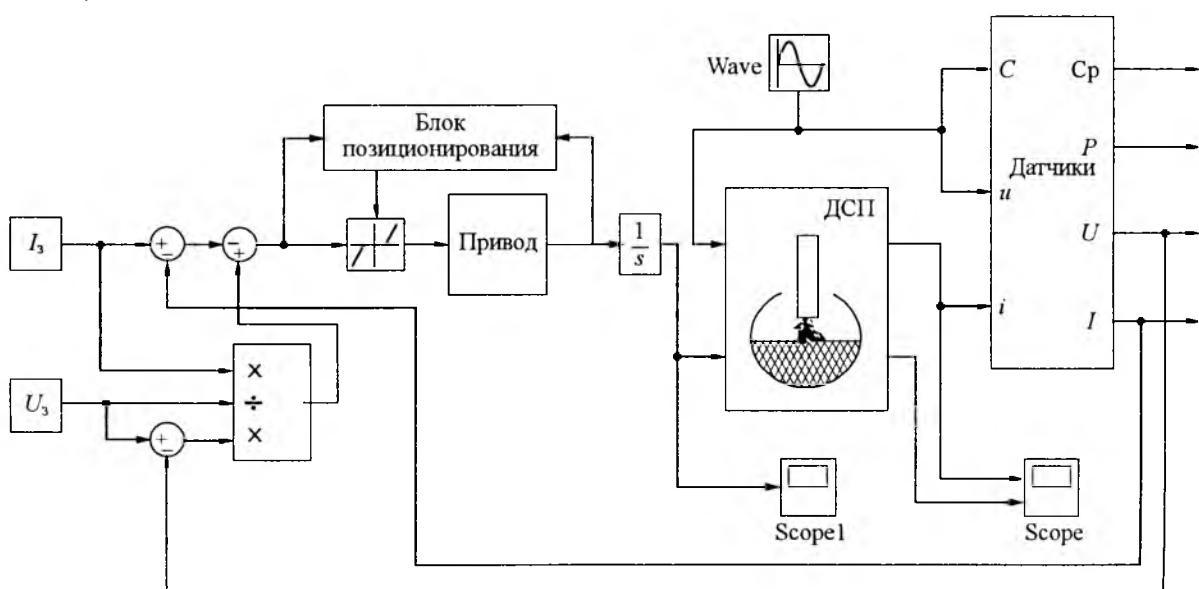
Если изменить положение нелинейной характеристики (рис.2,б), то привод снова начнёт отрабатывать рассогласование и ошибка уменьшится (рис.2,в). После этого характеристику можно вернуть в первоначальное положение (рис.2,г).

Структурная схема системы, используемая для оценки эффективности предлагаемых алгоритмов управления (рис.3), содержит модель объекта, измерительную систему, регулятор с зоной нечувствительности, блок позиционирования и известную [5] модель электропривода переменного тока. Требуемое значение позиционирования вычисляется в зависимости от статической ошибки и скорости перемещения электрода.

Методы управления положением зоны нечувствительности можно подразделить на дискретные, непрерывные и смешанные. В дискретных методах положение нелинейной характеристики изменяется скачком, в непрерывных – плавно, а в смешанных методах используются оба способа.

В зависимости от алгоритма вычисления значения позиционирования различают импульсные, компенсационные, адаптивные методы, а также методы, использующие ограниченную обратную связь по скорости.

Устранение статической ошибки при импульсном позиционировании осуществляется путём подачи импульсного сигнала. Амплитуда, частота и скважность импульсов выбираются из

Рис.3. Структурная схема регулятора мощности с управляемой зоной нечувствительности
Вологодская областная универсальная научная библиотека

условия получения требуемого значения воздействия и снижения влияния помехи.

Среди методов адаптивного управления для решения поставленной задачи заслуживают внимания методы, основанные на применении эталонной модели, которая может быть реализована как в явной, так и в неявной форме.

Значение ошибки системы при входе в зону насыщения фиксируется с помощью схемы выборки и запоминания и используется в качестве входного сигнала в эталонной модели. Применение для вычисления значения позиционирования усилителя с большим коэффициентом усиления и ограничением приводит к колебательному характеру изменения ошибки системы.

Для устранения влияния зоны нечувствительности на свойства замкнутого контура системы управления в компенсационных методах используется корректирующая цепь, состоящая из нелинейного элемента с обратной характеристикой и линейной части с передаточной функцией, содержащей все полюсы объекта управления (за исключением полюсов в начале координат), и нули, обеспечивающие приемлемый характер переходных процессов. Первоначальное расположение нулей можно выбрать из условия устойчивости, а для их уточнения использовать метод корневого годографа.

Применение ограниченной обратной связи по скорости позволяет получить алгоритмы позиционирования, легко реализуемые как с помощью аналоговых, так и цифровых средств. В зависимости от способа ограничения скорости их можно разделить на алгоритмы безусловного и функционального ограничения.

При безусловном ограничении скорости зона нечувствительности смещается лишь тогда,

когда скорость не превышает некоторую, наперед заданную. Недостатком данного метода является разрывный характер управляющего сигнала, а также чувствительность к изменению параметров объекта управления, влияющих на быстродействие системы. Для получения более гладкого управляющего сигнала можно использовать алгоритмы позиционирования с функциональным ограничением скорости.

Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что среди методов управления позиционированием предпочтение следует отдать алгоритмам импульсного и адаптивного позиционирования на основе эталонной модели. Первые отличаются простотой реализации, а вторые позволяют получить любой закон изменения статической ошибки.

Список литературы

1. Иванушкин В.А., Кожеуров В.Н., Сарапулов Ф.Н. Совершенствование алгоритмов управления приводом перемещения электродов дуговой сталеплавильной печи // Электроприводы переменного тока: Труды международной триадцатой научно-технической конференции. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005. С. 113–116.
2. Кожеуров В.Н., Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н. Повышение энергетической эффективности дуговой сталеплавильной печи // Сб. докладов 8-й региональной научно-практической конференции "Энергосберегающие техника и технологии. Екатеринбург: ЗАО "Уральские Выставки", 2005. С. 99 – 101.
3. Карочкин А.В., Ппрумян Н.М., Сарапулов Ф.Н. и др. Исследование электротехнических процессов и устройств: Методические указания к лабораторному практикуму. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 1998.
4. Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., Шымчак П. Структурное моделирование электромеханических систем и их элементов. Щецин, 2000.
5. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. СПб.: КОРОНА прнт, 2001.

Математическое моделирование асинхронного частотно-регулируемого электропривода в режиме рекуперации энергии торможения в питающую сеть

КОПЫРИН В.С., ТКАЧУК А.А.

Математическое описание асинхронного частотно-регулируемого электропривода (АЧЭП) учитывает параметры питающей сети, преобразователя, двигателя, рабочей машины и алгоритмы управления в режиме рекуперации энергии торможения в питающую сеть. Математическая модель позволяет выполнять исследования рекуперативного торможения АЧЭП и синтез системы преобразователь частоты с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель.

Асинхронный частотно-регулируемый электропривод (АЧЭП) относится к массово внедряемому виду автоматизированного электропривода (ЭП). Наибольшее использование он получил во всех отраслях промышленности, в энергетике, жилищно-коммунальном хозяйстве и транспорте [1–7 и др.]. Особенno большой экономический эффект при внедрении АЧЭП получается при его применении для механизмов центробежного принципа действия (насосов, вентиляторов и компрессоров). Асинхронный частотно-регулируемый электропривод включает полупроводниковый преобразователь частоты (ПЧ) и асинхронный короткозамкнутый двигатель (АД). Наибольшее применение получили двухзвенные ПЧ на базе автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) напряжения на статоре АД [1–9].

При обследовании и выборе системы ПЧ–АД в качестве электропривода для конкретного механизма особое внимание уделяется электрическому способу торможения. К основным тормозным режимам асинхронного частотно-регулируемого электропривода относятся: инверторное (ИТ); рекуперативное (РТ); комбинированное (КТ), являющееся сочетанием инверторного и рекуперативного торможений [2]. Большинство АЧЭП реализуют инверторное торможение асинхронного двигателя, которое с точки зрения энергетики является диссипативным и предусматривает рассеяние энергии торможения в АД, автономном инверторе напря-

Mathematical description of asynchronous variable-frequency electric drive includes characteristics of mains supply, converter, motor, machine tool and control algorithms under condition of braking energy regeneration into the mains supply. Mathematical model enables to perform analysis of regenerative braking of induction variable-frequency electric drive along with synthesis of “PWM frequency converter – induction motor” system.

жения и подключаемом в звено постоянного тока тормозном сопротивлении.

Несмотря на очень широкое использование инверторного торможения благодаря ряду его положительных качеств, имеется определённая группа механизмов, для которых экономически целесообразно применение для системы ПЧ с АД – ШИМ рекуперативного или комбинированного торможения [2]. К ним в первую очередь относятся АЧЭП с частыми пускотормозными режимами, а также требующие длительный установившийся тормозной режим [2]. Область применения рекуперативного и комбинированного торможений постепенно расширяется благодаря увеличению тарифов на электроэнергию, а также развитию теории и практической реализации данных способов торможения [2–9 и др.].

Система ПЧ с АД – ШИМ, предусматривающая инверторное торможение, обеспечивает только одно направление электроэнергии: из питающей сети переменного тока к двигателю. Поэтому преобразователь частоты включает на входе АИН неуправляемый (НВ) или управляемый (УВ) выпрямитель.

Для рекуперации энергии торможения системы ПЧ с АД – ШИМ в питающую сеть необходимо на входе АИН иметь выпрямительно-инверторный преобразователь (ВИП). Его задача обеспечивать два направления потока электроэнергии: от сети к асинхронному двигателю (двигательный режим) и от асинхронно-

го двигателя в сеть (рекуперативный режим). Следовательно, ВИП является реверсивным преобразователем.

Выпрямительно-инверторный преобразователь может иметь несколько разновидностей структуры.

1. Неуправляемый выпрямитель – ведомый сетью инвертор, выполненный на обычных тиристорах (НВ – ВИ), который вступает в работу и рекуперирует энергию торможения в питающую сеть при входном напряжении U_{ii} автономного инвертора, большем выходного напряжения U_d неуправляемого выпрямителя;

2. Неуправляемый выпрямитель – ведомый сетью инвертор, выполненный на полностью управляемых ключах (НВ – УВИ): IGBT-транзисторах или запираемых тиристорах [6].

3. Управляемый выпрямитель – ведомый инвертор (УВ – ВИ), когда при рекуперации энергии торможения [7–9]:

– УВ открыт (при этом не формируются управляющие импульсы на тиристоры и исключается поток энергии из сети в ПЧ);

– угол управления α тиристорами УВ равен нулю (структура преобразователя частоты аналогична первой);

– угол α УВ изменяется в процессе тормозного режима по одному из заданных алгоритмов управления.

4. Управляемый выпрямитель – управляемый ведомый инвертор (УВ – УВИ), для которого возможны три указанных выше режима рекуперации энергии торможения в питающую сеть.

Для четвёртой структуры ВИП, являющейся составной частью системы преобразователя частоты (УВ – ВИ – АИН с ШИМ) на рис.1 приведена эквивалентная расчётная схема.

На расчётной схеме приняты следующие обозначения: ЭС – трёхфазная электрическая сеть; $UZ1$ – управляемый выпрямитель; $UZ2$ – ведомый сетью инвертор (УВИ); Φ – сглаживающий фильтр; $UZ3$ – автономный инвертор напряжения с ШИМ; АД – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором; РМ – работающая машина.

Применение в структуре ПЧ комплектов $UZ1$ и $UZ2$ даёт значительный регулировочный эффект. Возможно глубокое регулирование торможением АД. Известно, что на низких частотах и при малом моменте на валу двигателя

возможен срыв генерации в результате потери возбуждения магнитной цепи АД [2–5]. Энергии торможения не хватает для компенсации потерь в двигателе, необходима подпитка из сети. Управляемый выпрямитель решает эту задачу, причём благодаря управляемости потока энергии из сети в АД поступает требуемое количество энергии для поддержания возбуждения магнитной цепи. Образуется так называемый скользящий рекуперативно-инверторный режим торможения двигателя. Если энергия торможения больше потерь в АД, то реализуется рекуперативное торможение посредством $UZ2$. Если энергия торможения меньше потерь в АД, то осуществляется инверторное торможение с подпиткой из сети посредством $UZ1$.

Как правило, УВ выполняется на полууправляемых ключах (SCR-тиристорах). В управляемом ведомом инверторе и АИН с ШИМ в качестве полностью управляемых ключей используются IGBT-транзисторы. Все перечисленные силовые элементы обладают явно выраженным дискретным нелинейным характером. Поэтому прежде чем приступить к моделированию преобразователя частоты с ШИМ, необходимо иметь математическое описание каждого ключевого элемента.

Важной особенностью указанных полупроводниковых приборов является качественная схожесть их выходных статических вольт-амперных характеристик в области безопасной работы, которые определяют главную функцию при математическом описании силовых ключей. Динамические свойства полупроводниковых ключей не принимаются во внимание из-за их высокого быстродействия по сравнению с остальными компонентами асинхронного частотно-регулируемого электропривода [4–7].

На рис.2 приведены вольт-амперные характеристики силовых ключей, аппроксимированные кусочно-линейными функциями. По этим графикам и реальным параметрам полупроводниковых ключей строятся характеристики проводимостей, которые будут использоваться в математической модели. На рис.3 приведены вольт-сименсные характеристики для тиристора (1), транзистора (2) и управляемого ключа (3).

Аналитическая интерпретация графиков на рис.3 без учёта критических (аварийных) режимов работы вентилей выражается следую-

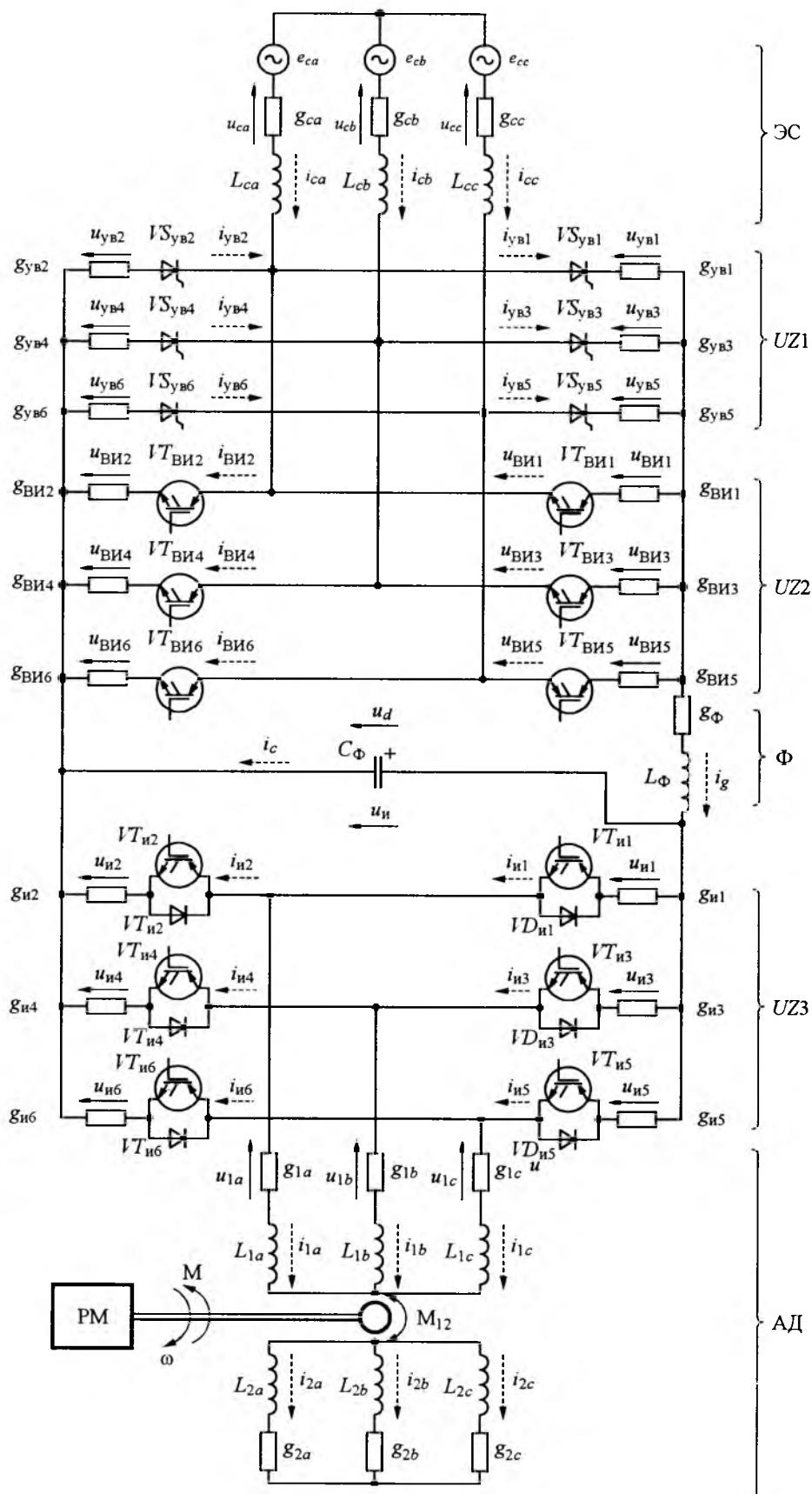


Рис.1. Эквивалентная расчётная схема системы ПЧ с ШИМ для РТ
Вологодская областная универсальная научная библиотека

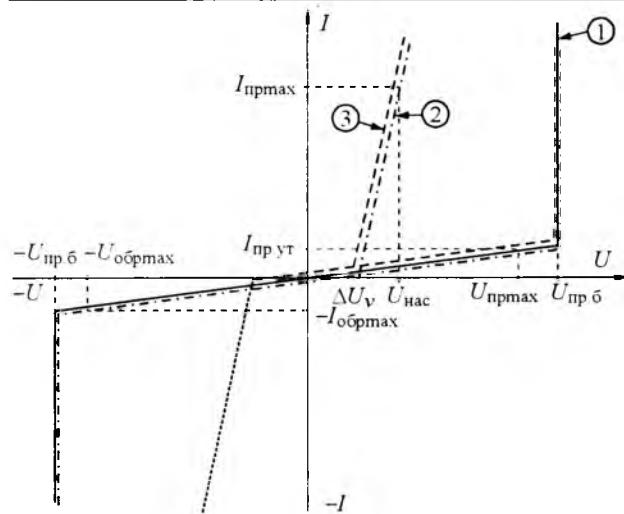


Рис.2. Вольт-амперные характеристики ключей ПЧ с ШИМ:

1 – однооперационного тиристора; 2 – транзистора УВИ; 3 – управляемого ключа АИН с ШИМ (IGBT-транзистора с антипараллельным диодом)

щими логическими функциями с учётом состояния полупроводниковых приборов:

Для тиристоров управляемого выпрямителя *UZ1*

$$g_{\text{yB}n} = g_{\text{yB}n_{\text{BK}}} VS_{\text{yB}n} + g_{\text{yB}n_{\text{BL}}} \overline{VS}_{\text{yB}n}, \quad (1)$$

где $g_{УВ_{вк}}$, $g_{УВ_{вы}}$ – проводимости включённого и выключенного *n* тиристора УВ.

Состояние тиристоров определяется логической функцией с учётом условий

$$VS_{yBn} = \begin{cases} 1, & \text{if } (u_{yBn} > \Delta u_{yBn}) \wedge (\epsilon_{CA[B][C]} \geq \alpha); \\ 0, & \text{if } (u_{yBn} \leq \Delta u_{yBn}) \vee (\epsilon_{CA[B,C]} > \\ & > \epsilon_{CA[B,C]_{KOM}}), \end{cases} \quad (2)$$

при этом $\varepsilon_{CA[B][C]\text{ком}} = \varepsilon_{CA[B][C]}$, если $u_{УВn} = 0$; $\varepsilon_{CA[B][C]} \in [0 \dots 2\pi[$, где $\omega_{CA[B][C]} = \omega_c t \pm 2\pi/3$; ω_c – угловая частота сети; t – время; $u_{УВn}$ – напряжение смещения на тиристорах выпрямителя.

Для ключей ведомого инвертора с ШИМ $UZ2$, состоящих из полностью управляемых вентиляй (IGBT-транзисторов)

$$g_{\text{ВИ}n} = g_{\text{ВИ}_{\text{вд}}} V T_{\text{ВИ}n} + g_{\text{ВИ}_{\text{вк}}} \overline{V T}_{\text{ВИ}n}, \quad (3)$$

где $g_{\text{ВИпвк}}$, $g_{\text{ВИпвл}}$ – проводимости открытого и закрытого состояния транзистора.

Состояние ключей анодной (катодной) группы у ведомого сетью инвертора определяется логической функцией с учётом следующих условий:

$$VT_{\text{BII}_i} = \begin{cases} 1, & \text{if } (t \leq [>]t_j + \Delta t_{a(b)(c)_j}) \wedge (u_{\text{BII}_i} > \Delta u_{t_{Tn}}); \\ 0, & \text{if } (t > [\leq]t_j + \Delta t_{a(b)(c)_j}) \vee (u_{\text{BII}_i} \leq \Delta u_{t_{Tn}}), \end{cases} \quad (4)$$

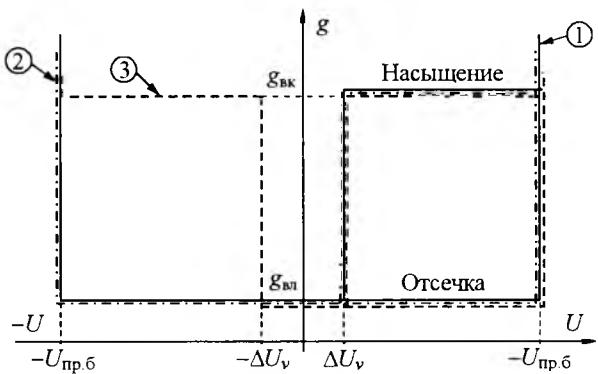


Рис.3. Характеристики проводимостей ключей ПЧ с ШИМ

где t – время; t_j – момент времени дискретизации в ШИМ; $\Delta t_{a(b)(c)j}$ – интервалы времени коммутации ключей анодной и катодной групп фаз A , B и C соответственно; $u_{\text{ВИ}n}$ – напряжение на ключах ВИ с ШИМ; $\Delta u_{\text{ВИ}n}$ – напряжение смещения IGBT-транзисторов.

Управление ведомым инвертором осуществляется в соответствии с трёхфазным синусоидальным законом широтно-импульсной модуляции:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta t_{aj} = \frac{\tau_{\text{ВИ}}}{2} [1 + \mu \sin(\omega_c t_j + \varphi)]; \\ \Delta t_{bj} = \frac{\tau_{\text{ВИ}}}{2} \left[1 + \mu \sin(\omega_c t_j - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \right]; \\ \Delta t_{cj} = \frac{\tau_{\text{ВИ}}}{2} \left[1 + \mu \sin(\omega_c t_j + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \right], \end{array} \right. \quad (5)$$

где $\tau_{\text{ви}} = 1/f_{\text{ви}}$ – период дискретизации; $f_{\text{ви}}$ – несущая частота АИН с ШИМ; μ – амплитуда коэффициента модуляции; $\omega_c = 2\pi f_c$ – угловая скорость вращения первой гармоники сетевого напряжения; f_c и φ – частота и фаза сети; $t_{j+1} = t_j + \tau_{\text{и}}$ – момент времени дискретизации; $j = 0, 1, \dots, t_{\text{п.п.}}/\tau_{\text{и}}$ – номер кванта дискретизации; $t_{\text{п.п.}}$ – время переходного процесса.

Для ключей АИН с ШИМ, состоящих из транзистора и обратного диода.

$$g_{un} = g_{lTunvk}(VT_{un}\overline{VD}_{un}) + g_{VTunvk}(\overline{VT}_{un}\overline{VD}_{un}) + \\ + g_{lTunvk}(\overline{VT}_{un}VD_{un}), \quad (6)$$

где $g_{IT_{\text{инв}}}$, $g_{IT_{\text{имвл}}}$ – проводимости открытого и закрытого состояния IGBT-транзисторов; $g_{VD_{\text{инв}}}$ – проводимость открытого обратного диода ключей АИН с ШИМ.

Состояние ключей определяется логической функцией с учётом условий

$$V_{T_{in}} = \begin{cases} 1, & \text{если } (t \leq [>] t_j + \Delta t_{a(b)(c)j}) \wedge (u_{in} > \Delta u_{VTn}); \\ 0, & \text{если } (t > [\leq] t_j + \Delta t_{a(b)(c)j}) \vee (u_{in} \leq \Delta u_{VTn}), \end{cases} \quad (7)$$

$$V_{D_{in}} = \begin{cases} 1, & \text{если } u_{in} < -\Delta u_{VDn}; \\ 0, & \text{если } u_{in} \geq -\Delta u_{VDn}, \end{cases} \quad (8)$$

где t – время; t_j – момент времени дискретизации в ШИМ; $\Delta t_{a(b)(c)j}$ – интервалы времени коммутации ключей положительной и отрицательной шины фаз A , B и C соответственно; u_{in} – напряжение на ключах АИН с ШИМ; Δu_{in} – напряжение смещения управляемых вентиляй.

Уравнения электрического равновесия для трёхфазной сети являются идентичными в двигательных и тормозных режимах ЭП. Они выражаются следующей матрицей

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{cA}}{dt} \\ \frac{di_{cB}}{dt} \\ \frac{di_{cC}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{cA}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{cB}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{cC}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{cA} \\ u_{cB} \\ u_{cC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{g_{cA}L_{cA}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{g_{cB}L_{cB}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{g_{cC}L_{cC}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{cA} \\ i_{cB} \\ i_{cC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{E_{cA}}{L_{cA}} \sin \omega t \\ -\frac{E_{cB}}{L_{cB}} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\frac{E_{cC}}{L_{cC}} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где g_{cA} , g_{cB} , g_{cC} , L_{cA} , L_{cB} , L_{cC} – проводимости и индуктивности фаз A , B и C сети; u_{cA} , u_{cB} , u_{cC} , i_{cA} , i_{cB} , i_{cC} – фазные напряжения и токи; E_{cA} , E_{cB} , E_{cC} – амплитуда фазных источников ЭДС сети; u_d – напряжение на входе фильтра; $\omega_c = 2\pi f_c$ – угловая скорость вращения вектора первой гармоники сетевого напряжения; f_c – частота сети.

Выпрямитель $UZ1$ и ведомый сетью инвертор $UZ2$ представляют собой выпрямительно-инверторный преобразователь. Общая проводимость n ключа ВИП определяется выражением

$$g_{ViPn} = g_{ViBn} + g_{ViIn}. \quad (10)$$

Тогда уравнения электрического равновесия выпрямительно-инверторного преобразователя можно представить

$$\begin{bmatrix} u_{cA} \\ u_{cB} \\ u_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{ViP1}}{g_{ViP12}} - \frac{g_{ViP3}}{g_{ViP34}} - \frac{g_{ViP5}}{g_{ViP56}} \right) - \frac{2}{3g_{ViP12}} \frac{1}{3g_{ViP34}} \frac{1}{3g_{ViP56}} \\ \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{ViP3}}{g_{ViP34}} - \frac{g_{ViP1}}{g_{ViP12}} - \frac{g_{ViP5}}{g_{ViP56}} \right) \frac{1}{3g_{ViP12}} - \frac{2}{3g_{ViP34}} \frac{1}{3g_{ViP56}} \\ \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{ViP5}}{g_{ViP56}} - \frac{g_{ViP1}}{g_{ViP12}} - \frac{g_{ViP3}}{g_{ViP34}} \right) \frac{1}{3g_{ViP12}} \frac{1}{3g_{ViP34}} - \frac{2}{3g_{ViP56}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_d \\ i_{cA} \\ i_{cB} \\ i_{cC} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где $g_{ViP12} = g_{ViP1} + g_{ViP2}$; $g_{ViP34} = g_{ViP3} + g_{ViP4}$; $g_{ViP56} = g_{ViP5} + g_{ViP6}$.

Напряжение на входе ВИП

$$u_d = \frac{u_{ViP2}g_{ViP1} + u_{ViP4}g_{ViP3} + u_{ViP6}g_{ViP5} - i_d}{g_{ViP1} + g_{ViP3} + g_{ViP5}}. \quad (12)$$

Уравнения для фильтра в звене постоянного тока определяются следующей матрицей:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{du_{in}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_\Phi} & -\frac{1}{L_\Phi g_\Phi} \\ 0 & -\frac{1}{C_\Phi} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{in} \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_\Phi} \\ -\frac{i_d}{C_\Phi} \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где i_d – ток в индуктивности фильтра; L_Φ, g_Φ – индуктивность и проводимость дросселя фильтра; u_i, i_i – напряжение и ток АИН с ШИМ; C_Φ – ёмкость фильтра.

Уравнения электрического равновесия АИН с ШИМ можно представить в виде:

$$\begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{i1}}{g_{i12}} - \frac{g_{i3}}{g_{i34}} - \frac{g_{i5}}{g_{i56}} \right) & -\frac{2}{3g_{i12}} & \frac{1}{3g_{i34}} & \frac{1}{3g_{i56}} \\ \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{i3}}{g_{i34}} - \frac{g_{i1}}{g_{i12}} - \frac{g_{i5}}{g_{i56}} \right) & \frac{1}{3g_{i12}} & -\frac{2}{3g_{i34}} & \frac{1}{3g_{i56}} \\ \frac{1}{3} \left(\frac{2g_{i5}}{g_{i56}} - \frac{g_{i1}}{g_{i12}} - \frac{g_{i3}}{g_{i34}} \right) & \frac{1}{3g_{i12}} & \frac{1}{3g_{i34}} & -\frac{2}{3g_{i56}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_i \\ i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}, \quad (14)$$

где $u_{1A}, u_{1B}, u_{1C}, i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}$ – напряжение и ток статора АД фазы A, B и C соответственно.

Напряжение на каждом ключе АИН с ШИМ вычисляются путём решения матрицы

$$\begin{bmatrix} u_{i1} \\ u_{i2} \\ u_{i3} \\ u_{i4} \\ u_{i5} \\ u_{i6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{g_{i2}}{g_{i12}} - \frac{1}{g_{i12}} & 0 & 0 \\ \frac{g_{i1}}{g_{i12}} & 0 & 0 \\ \frac{g_{i4}}{g_{i12}} & -\frac{1}{g_{i34}} & 0 \\ \frac{g_{i3}}{g_{i34}} & 0 & 0 \\ \frac{g_{i5}}{g_{i34}} & \frac{1}{g_{i34}} & 0 \\ \frac{g_{i6}}{g_{i56}} & 0 & -\frac{1}{g_{i56}} \\ \frac{g_{i5}}{g_{i56}} & 0 & \frac{1}{g_{i34}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_i \\ i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Токи в ключах, инверторе и конденсаторе фильтра определяются из соотношений

$$i_{in} = u_{in} g_{in}, \quad i_i = \sum_{z=1}^3 i_{iz}, \quad i_C = i_d - i_i. \quad (16)$$

Управление АИН осуществляется в соответствии с трёхфазным синусоидальным законом широтно-импульсной модуляции:

$$\begin{aligned} \Delta t_{aj} &= \frac{\tau_i}{2} \left[1 + \mu \sin \omega_1 t_j \right], \\ \Delta t_{bj} &= \frac{\tau_i}{2} \left[1 + \mu \sin \left(\omega_1 t_j - \frac{2\pi}{3} \right) \right], \\ \Delta t_{cj} &= \frac{\tau_i}{2} \left[1 + \mu \sin \left(\omega_1 t_j + \frac{2\pi}{3} \right) \right], \end{aligned} \quad (17)$$

где $\tau_i = 1/f_i$ – период дискретизации; f_i – несущая частота АИН с ШИМ; μ – амплитуда коэффициента модуляции; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – угловая скорость вращения первой гармоники выходного напряжения АИН; f_1 – выходная частота АИН; $t_{j+1} = t_j + \tau_i$ – момент времени дискретизации; $j = 0, 1, \dots, t_{\text{п.п.}}/\tau_i$ – номер кванта дискретизации; $t_{\text{п.п.}}$ – время переходного процесса.

Изменение угловой выходной скорости АИН при торможении возможно по различным законам и может быть функцией многих параметров (тока, напряжения, времени, скорости и др.).

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \xi(i_1, u_1, t, \omega_r, \dots), \quad (18)$$

где ω_r – угловая скорость вращения ротора АД.

Процессы электромеханического преобразования энергии в трёхфазной асинхронной машине описываются системой дифференциальных уравнений напряжения и движения. Уравнения электрического равновесия АД в трёхфазных заторможенных координатах можно представить в виде матрицы:

$$\begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g_{1a} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -g_{1b} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -g_{1c} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -g_{2a} \frac{d}{dt} & -\frac{g_{2a}}{\sqrt{3}} \omega_r & \frac{g_{2a}}{\sqrt{3}} \omega_r \\ 0 & 0 & 0 & \frac{g_{2b}}{\sqrt{3}} \omega_r & -g_{2b} \frac{d}{dt} & -\frac{g_{2b}}{\sqrt{3}} \omega_r \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{g_{2c}}{\sqrt{3}} \omega_r & \frac{g_{2c}}{\sqrt{3}} \omega_r & -g_{2c} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ \Psi_{1c} \\ \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где $\Psi_{1a}, \Psi_{1b}, \Psi_{1c}, \Psi_{2a}, \Psi_{2b}, \Psi_{2c}$ – потокосцепления в фазах A, B и C статора и ротора соответственно; i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} – токи ротора фаз A, B и C АД; $g_{1a}, g_{1b}, g_{1c}, g_{2a}, g_{2b}, g_{2c}$ – активные проводимости фаз A, B и C статорной и роторной обмотки;

Потокосцепления в фазах статорной и роторной обмотки АД определяются следующей матрицей:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1a} \\ \Psi_{1b} \\ \Psi_{1c} \\ \Psi_{2a} \\ \Psi_{2b} \\ \Psi_{2c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1a} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} \\ -\frac{1}{2}M_{12} & L_{1b} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} \\ -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & L_{1c} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & M_{12} \\ M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & L_{2a} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} \\ -\frac{1}{2}M_{12} & M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & L_{2b} & -\frac{1}{2}M_{12} \\ -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & -\frac{1}{2}M_{12} & L_{2c} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

где M_{12} – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора; $L_{1a}, L_{1b}, L_{1c}, L_{2a}, L_{2b}, L_{2c}$ – индуктивности фаз A, B и C обмоток статора и ротора.

Выражение электромеханического преобразования энергии, сконцентрированной в воздушном зазоре машины, имеет вид

$$M_{\text{эм}} = p \frac{\sqrt{3}}{2} M_{12} [(i_{1a}i_{2c} + i_{1b}i_{2a} + i_{1c}i_{2b}) - (i_{1a}i_{2b} + i_{1b}i_{2c} + i_{1c}i_{2a})]. \quad (21)$$

Уравнение динамики вращения ротора АД для механизма с моментом статического сопротивления типа сухого трения

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (M_{\text{эм}} - \text{sign } \omega_r M_{\text{ср}}), \quad (22)$$

где $M_{\text{эм}}$ – электромагнитный момент АД; $M_{\text{ст}}$ – статический момент на валу АД; p – число пар полюсов АД; J – момент инерции электропривода, приведённый к ротору АД.

Управление рекуперируемой энергией (током) осуществляется путём воздействия на амплитуду коэффициента модуляции и фазу ВИ в функции различных параметров:

$$\mu, \varphi = f(I_{\text{ви}}, u_{\text{и}}, u_{\text{ви}}, \dots). \quad (23)$$

Реализация РТ во втором случае, когда угол управления тиристорами $\alpha_{\text{ув}} \geq 120^\circ$, имеет характерную особенность, которая находит отражение в математической модели. Для этого случая при переводе системы в режим РТ отпирающие импульсы с УВ снимаются, и он выключается. Поэтому математическая модель при таком способе РТ не содержит математическое описание УВ. Следовательно, главным отличием модели АЧЭП от ранее рассмотренных является отсутствие математического описания НВ и несколько иной закон управления ВИ.

Выводы

1. Получено математическое описание переходных процессов рекуперативного торможения асинхронного частотно-регулируемого ЭП для трёх структур ПЧ с ШИМ применительно к отраслевому электроприводу. Оно даёт возможность перейти к разработке соответствующего программного обеспечения для исследования режима РТ.

2. Исследование РТ включает аналогично моделированию ИТ анализ конкретного асинхронного частотно-регулируемого ЭП при варьировании параметров сети, АД, рабочей машины, а также алгоритмов управления тормозными режимами.

3. Математическая модель позволяет также выполнять синтез системы ПЧ с АД –

ШИМ, включая выбор силовых элементов ПЧ, законов управления и оптимизацию режимов при разработке новых модификаций подобных систем с учётом тормозных режимов при конкретных технических требованиях.

Список литературы

1. Бернштейн А.Я., Гусицкий Ю.М., Кудрявцев А.В., Сарбатов Р.С. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе. М.: Энергия, 1980.
2. Копырин В.С., Лихошерст В.И., Соколов М.М. Тормозные режимы системы преобразователь частоты – двигатель. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Копырин В.С., Ткачук А.А., Басалыгин М.Я. и др. Отраслевой электропривод по системе преобразователь частоты с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель // Промышленная энергетика. 1996. № 2.
4. Ткачук А.А. Исследование переходных процессов инверторного торможения асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией: Автореф. дис. канд. техн. наук. Екатеринбург, УГТУ, 1999.
5. Копырин В.С., Лихошерст В.И., Воронова З.М., Ткачук А.А. Инверторное торможение асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора напряжения // Материалы научно-технической конференции "Научные идеи В.А. Шубенко на рубеже веков". Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 1999.
6. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000.
7. Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическая модель системы преобразователь частоты с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель для рекуперативного торможения // Сб. докладов 11 научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока", Екатеринбург: УГТУ, 1998.
8. Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическое моделирование асинхронного частотно-управляемого электропривода при рекуперативном торможении // Электротехника. 1998. № 8.
9. Копырин В.С., Ткачук А.А. Математическая модель системы преобразователь частоты с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель при рекуперации энергии торможения в питающую сеть // Сб. докладов 13 научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока". Екатеринбург: УГТУ, 2005.

Совмещённый многофункциональный бесщёточный возбудитель для систем независимого возбуждения синхронных машин

ПЛАСТУН А.Т., ДЕНИСЕНКО В.И., МОЙСЕЙЧЕНКОВ А.Н.,
РАДЧЕНКО Ю.Н., РЯБОВ М.М., ЧЕРНЫШЁВ В.А

Описаны конструкция, структура, принцип работы и область применения совмещённого многофункционального бесщёточного возбудительного устройства с использованием нетрадиционных методов магнитного, электрического и конструктивного совмещения, допускающих взаимоиндуктивные связи между обмотками совмещаемых машин. Показано, что применение нетрадиционных методов совмещения позволяет сформировать новые свойства устройства, уменьшить расход активных материалов на возбудительное устройство, снизить себестоимость производства комплекса: генератор, возбудитель, шкаф управления от 7 до 11%. Приведены некоторые результаты экспериментальных исследований одного из серийных образцов возбудителя.

Для организации независимого бесщёточного возбуждения синхронных генераторов ведущие отечественные и зарубежные производители синхронных машин обычно в качестве возбудителя используют обращённый синхронный генератор с электромагнитным возбуждением, а в качестве подвозбудителя применяют синхронный генератор классического исполнения с возбуждением от постоянных магнитов [1].

Для возбуждения синхронных генераторов горизонтального исполнения большой мощности возбудитель и подвозбудитель конструктивно выполняются в своих подшипниковых узлах. Для возбуждения синхронных генераторов вертикального исполнения либо синхронных генераторов малой мощности возбудитель и подвозбудитель могут быть выполнены либо в консольном исполнении, либо размещаться на валу синхронной машины между двумя подшипниками узлами. В случае изготовления устройства в консольном исполнении возникают проблемы технологического характера по обеспечению системы охлаждения, заданных размеров воздушных зазоров возбудителя и подвозбудителя. В случае размещения возбудителя и подвозбудителя совместно с индуктором возбуждаемой синхронной машиной на об-

Here is described construction, structure, principle of operation and application scope of combined multifunctional brushless exciter, using non-conventional methods of magnetic, electrical and constructive combination, supposing mutual inductive connection between windings of combined machines. It is shown, that using non-conventional methods of combination makes it possible to form new properties of device, to reduce expenses of active materials for exciting device, to lower cost price for manufacturing of complex: generator, exciter, control cubicle from 7 to 11 per cent. There are presented some experimental investigations results of exciter serial sample.

щем валу между двумя подшипниками узлами увеличивается длина вала возбуждаемой синхронной машины, растёт статический прогиб, возникают проблемы механического характера и проблемы технологического характера по обеспечению заданных воздушных зазоров генератора, возбудителя и подвозбудителя.

С целью устранения указанных недостатков возбудитель и подвозбудитель могут быть магнитно и электрически совмещены в одной магнитной системе, что позволяет сократить число машин, размещённых на одном валу, и тем самым снизить уровень проблем производственного и эксплуатационного плана.

Как известно, при классическом совмещении магнитное совмещение выполняется таким образом, чтобы отсутствовали взаимоиндуктивные связи между обмотками совмещаемых машин. Как следствие, при классическом магнитном и электрическом совмещении расход активных материалов увеличивается по сравнению с раздельным исполнением машин и тем самым повышается уровень проблем производственного и эксплуатационного плана по сравнению с раздельным исполнением возбудителя и подвозбудителя.

В статье описывается конструкция, структу-

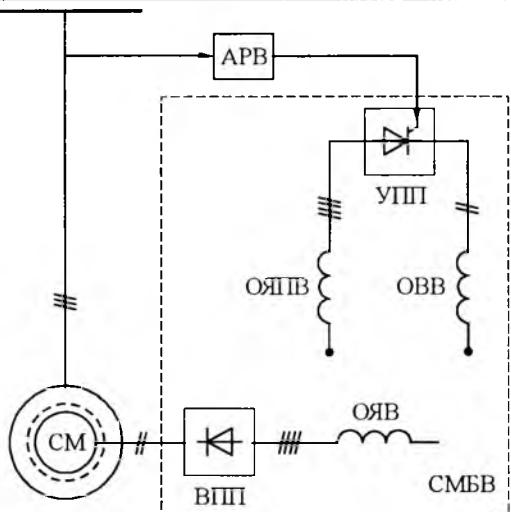


Рис.1. Принципиальная электрическая схема силовой части СМБВ:

СМ – синхронная машина; АРВ – автоматический регулятор возбуждения; СМБВ – совмещённый многофункциональный бесщёточный возбудитель; УПП – управляемый полупроводниковый преобразователь; ОЯПВ – обмотка якоря подвозбудителя; ОВВ – обмотка возбуждения возбудителя; ВПП – вращающийся полупроводниковый преобразователь; ОЯВ – обмотка якоря возбудителя

ра, принцип работы и область применения совмещённого многофункционального бесщёточного возбудительного устройства (СМБВ) с использованием нетрадиционных методов магнитного, электрического и конструктивного совмещения, допускающих взаимоиндуктивные связи между обмотками совмещаемых машин [2]. Устройство разработано кафедрой электрических машин УГТУ-УПИ совместно с ОАО "Уралэлектротяжмаш" (г. Екатеринбург) с целью уменьшения уровня расхода активных материалов по сравнению с раздельным исполнением и снижения уровня проблем производственного и эксплуатационного плана [3].

На рис.1 показана принципиальная электрическая схема соединения обмоток СМБВ. Четырёхфазная обмотка якоря возбудителя ОЯВ через вращающийся полупроводниковый преобразователь ВПП подключена к обмотке возбуждения синхронной машины СМ. Совмещённая обмотка якоря подвозбудителей ОЯПВ через статический управляемый преобразователь УПП подключена к обмотке возбуждения возбудителя ОВВ.

На рис.2 представлен поперечный разрез СМБВ с числом пар полюсов $p=5$. Магнитная

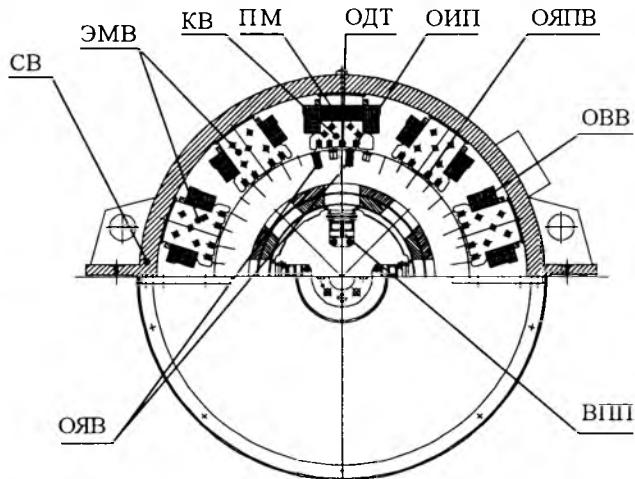


Рис.2. Поперечный разрез СМБВ

система СВ индуктора возбудителя состоит из полюсов с электромагнитным (ЭМВ) и комбинированным (электромагнитным и магнитоэлектрическим) возбуждением (КВ). В сердечниках полюсов с комбинированным возбуждением располагаются постоянные магниты ПМ. Число полюсов с комбинированным возбуждением чётное. Эти полюса выполнены различной полярности и расположены симметрично (диаметрально) по окружности индуктора.

В пазах наконечников полюсов с электромагнитным возбуждением размещено по две катушки ОЯПВ с одинаковыми шагами. Эти катушки соединены таким образом, что образуют четырёхфазную совмещённую якорную обмотку подвозбудителей.

В качестве датчика тока обмотки возбуждения генератора используются последовательно-согласно соединённые катушки ОДТ (рис.2), размещённые на полюсах с КВ и выполненные с шагом, кратным чётному числу полюсных делений рабочей гармоники зубцового порядка результирующего поля в воздушном зазоре. Обмотка якоря возбудителя ОЯВ, уложенная в открытые пазы, имеет одну или несколько параллельных ветвей, максимальное число которых равно количеству полюсов с комбинированным возбуждением. Между заполненными якорной обмоткой пазами выполняются пазы меньшей глубины, незаполненные якорной обмоткой. В общем случае все пазы якоря возбудителя можно выполнять равной высоты и заполнять обмоткой.

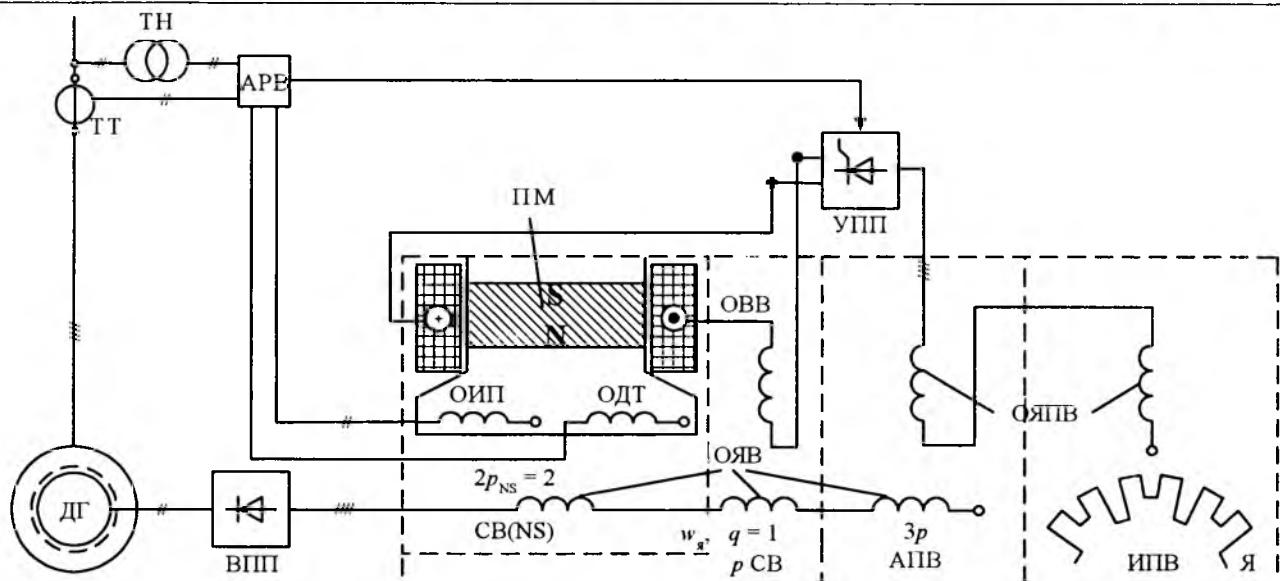


Рис.3. Упрощённая функциональная схема СМБВ

Таким образом, в одной магнитной системе возбудителя совмещены: четырёхфазный синхронный возбудитель (*СВ*) с комбинированным электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением, индукторный подвозбудитель (*ИПВ*), асинхронный подвозбудитель (*АПВ*), источник питания *ОИП* для *АРВ*, датчик тока ротора возбудителя *ОДТ* (рис. 3).

В рассматриваемом устройстве (рис.3) источником питания *APB* являются катушки *OИП* (рис.2), выполненные с таким же шагом, что и катушки *OЯПВ* якорной обмотки подвозбудителей, и размещённые в пазах наконечников полюсов с комбинированным возбуждением. Обмотка возбуждения *OВВ* на полюсах с постоянными магнитами служит для компенсации реакции якоря и для удержания материала магнитов в насыщенном состоянии.

Возбудительное устройство работает следующим образом. При номинальной частоте вращения в начале процесса самовозбуждения возбудителя ток возбуждения возбудителя равен нулю. В этом случае магнитный поток возбуждения возбудителя создается только постоянными магнитами (ПМ) в полюсах с комбинированным возбуждением. Поток постоянных магнитов при вращении якоря наводит ЭДС в якорной обмотке возбудителя. Под действием этой ЭДС на выходе якоря возбудителя появляется выпрямленное напряжение. В результате в якорной обмотке возбудителя будет протекать переменный ток, а в обмотке возбужде-

ния возбуждаемого генератора – ток возбуждения. При протекании тока в симметричной четырёхфазной обмотке якоря возбудителя создается МДС реакции якоря, содержащая кроме основной высшие нечётные гармоники МДС реакции якоря, каждая из которых имеет обмоточный коэффициент, равный единице. В качестве основного поля возбуждения асинхронного подвозбудителя принято поле, созданное третьей гармоникой МДС реакции якоря с числом пар полюсов $3p$ и полюсным делением $\tau_3 = \tau/3$, где τ – полюсное деление возбудителя по первой гармонике. Катушки якорной обмотки подвозбудителей ЯОПВ и обмотки источника питания (ОИП) выберем с шагом $u \neq 2\tau_3$. Тогда поле, созданное третьей гармоникой МДС реакции якоря, наведёт в нетрадиционно совмешённой якорной обмотке подвозбудителя (ОЯПВ) ЭДС e_a , а в обмотке, выполняющей функции датчика тока ротора возбудителя (ОДТ), ЭДС e_{APM} , пропорциональные току нагрузки возбудителя. ЭДС e_a и e_{APM} называют асинхронными составляющими ЭДС обмоток ЯОПВ и ОДТ.

Выполнение якоря возбудителя с открытыми пазами обуславливает существование зубцовой составляющей результирующего поля в зазоре возбудителя. Шаг катушек якорной обмотки подвозбудителей у выбран так, чтобы $y \neq 2\tau_z$, где $\tau_z = \pi d_1/z_1/2$ – полюсное деление гармоники результирующего поля зубцового порядка; z_1 – число пазов якоря возбудителя.

В результате, кроме асинхронных составляющих ЭДС в обмотках ОЯПВ и ОИП наводятся составляющие ЭДС e_{ii} и e_{iPM} , пропорциональные значению результирующего поля под соответствующими полюсами и вызванные наличием зубцов якоря возбудителя. ЭДС e_{ii} и e_{iPM} называют индукторными составляющими ЭДС обмоток ОЯПВ и ОИП.

Таким образом, в нетрадиционно совмешённой якорной обмотке подвозбудителей одновременно существует две ЭДС разных частот, одна из которых (e_a) пропорциональна току нагрузки возбудителя и обеспечивает силовую обратную связь по току нагрузки возбудителя, а вторая (e_{ii}) пропорциональна ЭДС воздушного зазора возбудителя и обеспечивает силовую обратную связь по напряжению на нагрузке возбудителя. В тех переходных режимах работы возбуждаемой синхронной машины, например в режимах, близких к КЗ, в которых ток возбуждения генератора увеличивается, возбудитель переходит в режим, также близкий к режиму КЗ возбудителя, ток в якорной обмотке возбудителя увеличивается и уменьшается ЭДС в якорной обмотке возбудителя. ЭДС в якорной обмотке подвозбудителя, пропорциональная току якоря, соответственно увеличивается (e_a), осуществляя режим компаундирования по току нагрузки, а ЭДС в якорной обмотке подвозбудителя, пропорциональная ЭДС в якорной обмотке возбудителя (e_{ii}), уменьшается. В тех переходных режимах работы возбуждаемой синхронной машины, например, в режимах, близких к ХХ генератора, ЭДС в якорной обмотке подвозбудителя, пропорциональная току якоря соответственно уменьшается (e_a),

а ЭДС в якорной обмотке подвозбудителя, пропорциональная ЭДС якорной обмотке возбудителя (e_{ii}), увеличивается. Параметры зубцовой зоны, число фаз и шаги якорных обмоток возбудителя и подвозбудителей выбрано так, что соотношение частот ЭДС e_{ii} и e_a равно 2. В СМБВ это требование реализовано выполнением якорной обмотки возбудителя четырёхфазной с числом пазов на полюс и фазу $q=1$, а также применением дополнительных фальш-пазов на якоре, размещённых между заполненными пазами (рис.2).

Геометрические размеры, значения индукций под полюсами с комбинированным и электромагнитным возбуждением в номинальном и форсировочном режимах, параметры обмоток возбудителя и подвозбудителей и цепи источника питания АРВ рассчитываются так, чтобы получить результирующую ЭДС в якорной обмотке подвозбудителя, обеспечивающую заданные требования как по скорости нарастания напряжения на зажимах обмотки возбуждения генератора, так и по току возбуждения возбудителя в режиме форсировки. Разработаны математические модели и программные комплексы, позволяющие выполнить расчёт как статических, так и динамических режимов работы возбудительного устройства [2,4-6].

Регулирование тока возбуждения возбудителя в эксплуатационных режимах работы генератора осуществляется с помощью АРВ.

Максимально возможное значение тока возбуждения возбудителя в режиме форсировки ограничено насыщением магнитной цепи возбудителя.

В табл.1 приведены типы, параметры разработанных в ОАО "Уралэлектротяжмаш" бесщё-

Таблица 1

Тип бесщёточного возбудителя	Максимальная выпрямленная мощность, кВт	Максимальный выпрямленный ток, А	Минимальная частота вращения, об/мин	Максимальная частота вращения, об/мин	Кратность форсировки, о.е., не менее
ВБ-59/7-10	17	450	1500	1800	2
ВБ-63/9-14	27	450	900	1500	2
ВВБ-81/9-18	53	600	900	1100	2
ВВБ-85/10-10	55	1170	900	1050	2
ВВБ-85/20-10	83	1250	800	1000	2
ВВБ-99/9-22	45	500	275	900	2
ВВБ-99/20-22	60	600	250	900	2
ВВБ-99/30-22	70	650	225	900	2
ВВБ-145/30-30	170	820	200	900	2
ВВБ-220/30-30	200	1000	150	400	2
ВВБ-220/80-30	400	1250	80	300	2

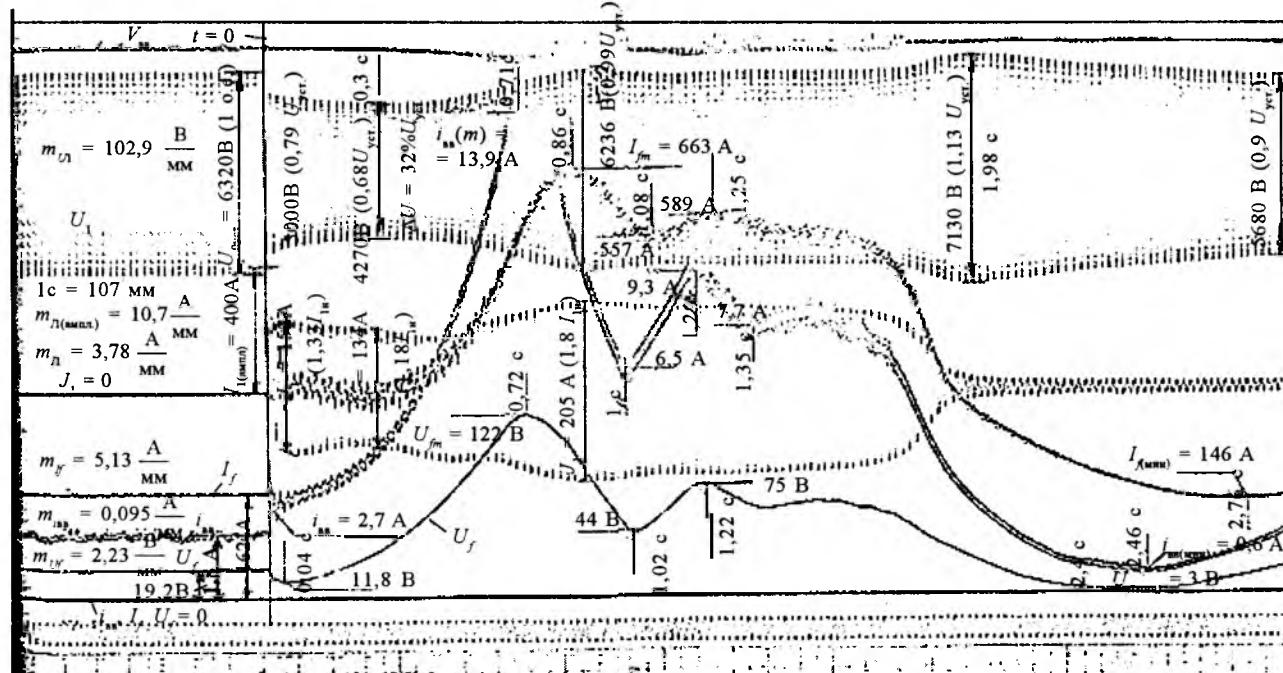


Рис.4. Осциллограмма прямого пуска асинхронного двигателя ВАН-118/23-8 номинальной мощностью $P_H = 400$ кВт с кратностью пускового тока 4,7 о.е. от синхронного генератора СГД 99/64-4 номинальной мощностью $P_H = 1000$ кВт

точных возбудителей совмешённого типа для ряда создаваемых гидрогенераторов, дизельных генераторов и генераторов с приводом от газовых турбин [7,8].

Возбудители типа ВБМ и ВБ были разработаны взамен возбудителей типа ОГС, которые состояли из синхронного возбудителя и синхронного подвозбудителя с возбуждением от постоянных магнитов, и обеспечивают все технические требования, предъявляемые ГОСТ к системам возбуждения.

На рис.4 в качестве примера приведена одна из осциллограмм прямого пуска асинхронного двигателя ВАН-118/23-8 номинальной мощностью $P_n = 400$ кВт с кратностью пускового тока 4,7 о.е. от синхронного генератора СГД 99/64-4 номинальной мощностью $P_n = 1000$ кВт, номинальным напряжением обмотки возбуждения генератора $U_{bn} = 21,5$ В (экспериментальное значение) и номинальным током $I_{bn} = 330$ А, отражающая динамику переходного процесса в возбудительном устройстве при резком изменении напряжения на возбуждаемой синхронной машине [8]. Глубина первого провала напряжения на зажимах генератора составила 21% номинального напряжения. Максимальное значение провала напряжения на зажимах генератора составила 32% номинально-

го напряжения. Как видно из осциллограммы (рис.4) влияние изменения режима работы возбуждаемого синхронного генератора на работу возбудителя наблюдается только в первый момент времени переходного процесса. В первый полупериод переходного процесса увеличивается ток в обмотке возбуждения генератора и, как следствие, в обмотке якоря возбудителя, что приводит к повышению тока возбуждения возбудителя и ЭДС (e_a), пропорциональной полю третьей гармоники реакции якоря возбудителя, осуществляя режим компаундирования в якорной обмотке подвозбудителя по току нагрузки возбудителя. Под действием двух ЭДС (e_u) и (e_a), наведённых результирующим полем в зазоре возбудителя, при переводе управляемого преобразователя УПП в диодный режим работы (режим форсировки) возбудитель самовозбуждается до форсировочного значения тока возбуждения возбудителя за время 0,71 с. Время достижения максимального значения напряжения возбуждения $U_{fm} = 122$ В с кратностью форсировки $K_f = 5,6$ о.е. 0,72 с, что соответствует требованиям ГОСТ по скорости нарастания напряжения на обмотке возбуждения генератора. По требованию заказчика скорость нарастания напряжения на обмотке возбуждения генератора может быть увеличена в процес-

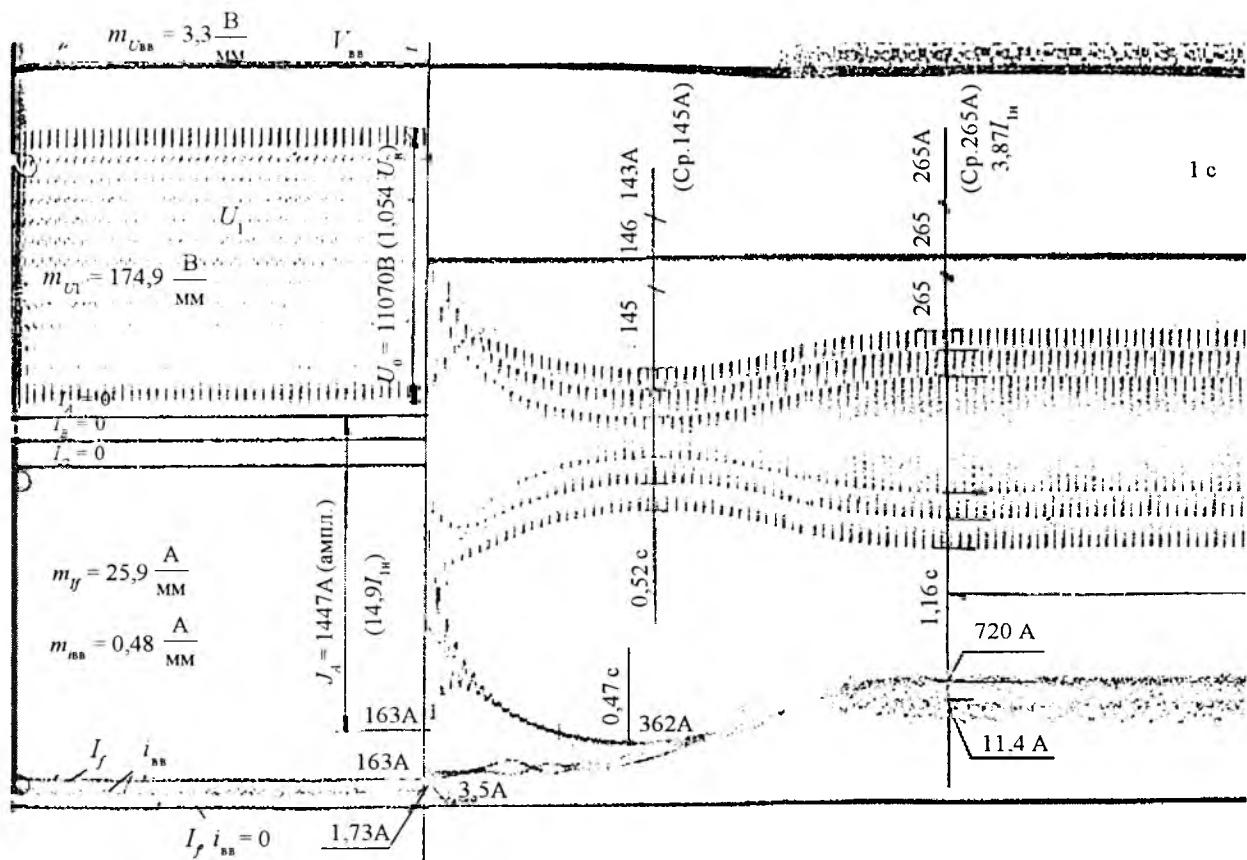


Рис. 5. Осциллограмма внезапного трёхфазного КЗ с ХХ генератора СГД 99/64-4

се проектирования возбудителя и составлять такое же значение, как в статических тиристорных системах параллельного возбуждения.

На рис.5 приведена осциллограмма внезапного трёхфазного КЗ с ХХ генератора СГД 99/64-4, из которой видно, что регулятор возбуждения переводит возбудитель в режим форсировки и происходит самовозбуждение возбудителя. Ток возбуждения генератора I_f достигает форсировочного значения (760 А) менее, чем за 1,16 с. Дальнейшее увеличение тока возбуждения возбудителя и, как следствие, тока возбуждения генератора ограничивается автоматическим регулятором возбуждения АРВ. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что нет такого аварийного либо эксплуатационного режима работы возбуждаемого генератора, при котором невозможно было осуществить режим форсировки возбуждения синхронного генератора. Заметим, что широко применяемая статическая тиристорная параллельная система возбуждения в режимах трёхфазного КЗ принципиально не может обеспечить режим форсировки возбуждения.

Массы совмещённых возбудителей типа ВБМ и ВБ меньше массы возбудителей типа ОГС. Например, масса нетрадиционно совмещённого возбудителя типа ВБМ-59/7-10 меньше массы возбудителя типа ОГС-60/6,5-12 в 1,5 раза. Это стало возможным потому, что при выполнении процедуры совмещения выполнен структурный синтез типов возбудителя и подвозбудителей и разрешены взаимоиндуктивные связи между обмотками совмещаемых машин [2]. Например, обмотка возбудителя одновременно выполняет функции обмотки возбуждения индукторного подвозбудителя с коэффициентом использования, равным единице. Якорная обмотка возбудителя одновременно выполняет функции якорной обмотки асинхронного подвозбудителя с коэффициентом использования, равным единице. Поле возбуждения возбудителя является одновременно полем возбуждения индукторного подвозбудителя. Открытые пазы якоря возбудителя являются одновременно пазами индуктора индукторного подвозбудителя. Применение нетрадиционных методов совмещения, допускающих взаимоиндуктивные

связи между совмещаемыми машинами, с одной стороны привело к необходимости разработки математических моделей, учитывающих взаимоиндуктивные связи между совмещаемыми машинами, и методов их расчёта, с другой стороны позволило сформировать новые свойства возбудителя и уменьшить расход активных материалов по сравнению с раздельным исполнением, что является на наш взгляд не тривиальным результатом.

Применение возбудителей типа ВБМ позволило производителю не только уменьшить расходы на изготовление возбудителей, но и уменьшить себестоимость комплекса, состоящего из генератора, возбудителя и шкафа управления, от 7 до 11%.

Для дизельных энергетических установок ОАО УЭТМ разработал горизонтальные синхронные дизельные генераторы типа СГД-85, СГД-99 мощностью 500, 630, 800 и 1000 кВт, на напряжение 400, 690, 6300, 10500 В, частоту вращения 1500 об/мин, используемые на стационарных электростанциях и в составе дизельных блочно-транспортабельных электростанций.

Для газотурбинных передвижных электростанций ОАО УЭТМ разработал и изготавливает вертикальные синхронные генераторы типа СВТ-85/64-4, СВТ-99/64-4, 2СВТ-99/64-4.

С 1995 г. заводом ОАО "Уралэлектротяжмаш", а затем компанией "Энергомаш (ЮК) Лимитед" изготавливались синхронные гидро-

генераторы для малых ГЭС с многофункциональными бесщёточными возбудителями совмещенного типа.

Сегодня работает более 80 единиц возбудителей типа СМБВ, которые возбуждают синхронные генераторы на суммарную мощность более 200 МВт.

В табл.2 приведены номинальная мощность и количество гидрогенераторов для малых ГЭС с бесщёточными возбудителями, которые были разработаны и освоены в производстве в ОАО УЭТМ, а затем в компании "Энергомаш (ЮК) Лимитед" в 1995–2005 гг.

В комплект поставки гидрогенераторов, перечисленных в табл.2, кроме бесщёточных возбудителей входит шкаф управления возбуждением генератора (ШУГ).

ОАО "Уралэлектротяжмаш" выпускает шкафы ШУГ с 1993 г. До 2003 г. шкафы выпускались с аналоговой системой управления. В состав ШУГ для низковольтных дизель-генераторов на 400 и 690 В входил также силовой выключатель генератора. С 2003 г. все новые генераторы с бесщёточным возбуждением комплектуются ШУГ с микропроцессорным устройством управления, регулирования, защиты и диагностики (изготовитель НПО "Автоматика", г. Екатеринбург) выполняются в шкафах фирмы "Legrand" с широким использованием комплектующих изделий импортного производства (автоматические выключатели, датчи-

Таблица 2

Гидроэлектростанция	Количество	Номинальная мощность, кВ·А/кВт	Год поставки
Россия			
Быстринская ГЭС (Камчатскэнерго)	3	671/570	1995
Толмачёвская ГЭС-1 (Камчатскэнерго)	2	1375/1100	1997
Правдинская ГЭС-3 (Янтарьэнерго)	1	1425/1140	1998
Толмачёвская ГЭС-3 (Камчатскэнерго)	2	11500/9200	1999
Юмагузинская ГЭС (Башкирэнергия)	3	17600/15000	2003
Толмачёвская ГЭС-2 (Камчатскэнерго)	2	15500/12400	2004–2005
Казахстан			
Сергеевская ГЭС	2	1538/1230	1999
Шаныракская ГЭС	1	1538/1230	2002
	2	1538/1230	2003
Италия			
ГЭС "Виджевано"	2	1780/1602	2003
Колумбия			
ГЭС "Эррадура"	2	12000/10200	2004
ГЭС "Вуэльта"	1	14000/11900	2004

ки тока, реле, стабилизированные источники питания повышенной надежности и т.д.). ШУГ представляет собой шкаф одностороннего обслуживания. На лицевой двери шкафа размещены электроизмерительные приборы и панель оператора с текстовым дисплеем.

Выводы

Использование в бесщёточных независимых системах возбуждения возбудителей типа СМБВ позволяет не только снизить затраты на производство системы возбуждения, но и создавать передвижные высоконадёжные, маневренные энергетические установки, а также гидроагрегаты малой энергетики с широкими функциональными возможностями, высоким уровнем автоматизации и диагностики состояния вращающегося силового полупроводникового преобразователя, не требующие постоянного квалифицированного обслуживания, что особенно важно для потребителей работающих в чрезвычайных ситуациях, для объектов нефти и газодобычи, для фермерских хозяйств, для удалённых поселков и других промышленных и бытовых потребителей.

Список литературы

1. Глебов И.А. Системы возбуждения синхронных генераторов с управляемыми преобразователями. М.: Издательство АН СССР. 1960.

2. Пластун А.Т. Бесщёточные совмещённые возбудительные устройства синхронных машин. Дис. доктора техн. наук. Екатеринбург: УГТУ-УПИ. 1986.

3. Пат. №2095923 RU. МКИ 6 О2 К 19/38, 21/04. Синхронная машина с совмещённым многофункциональным бесщёточным возбудителем / А.Т. Пластун, В.И. Денисенко, В.Т. Карташов и др.// Открытия. Изобретения. 1997. № 31.

4. Денисенко В.И. Анализ и синтез нетрадиционно совмещённых бесщёточных возбудительных устройств с несимметричными полями возбуждения (развитие теории, расчёт и проектирование): Дис. доктора техн. наук. Екатеринбург: УГТУ-УПИ. 2000.

5. Мойсейченков А.Н. Математическая модель совмещённого многофункционального бесщёточного возбудителя для расчёта эксплуатационных режимов работы комплекса "генератор-возбудитель": Дис. канд. техн. наук. Екатеринбург: УГТУ-УПИ. 2000.

6. Пластун А.Т., Денисенко В.И., Мойсейченков А.Н. Математическая модель совмещённого многофункционального бесщёточного возбудителя для расчёта эксплуатационных режимов работы комплекса "генератор – возбудитель" // Электромеханика и управляемые электромеханические системы: Вестник УГТУ-УПИ. 2000. С. 13–22.

7. Вербер О.Я., Коренцвит Ф.Р., Пекерман Г.А. и др. Гидроагрегаты малой мощности и маневренные дизельгенераторные и газотурбинные установки, выполненные на базе генераторов с возбуждением от бесщёточных возбудителей серии СМБВ // Энергетика региона. 2000. №4. С.30–31.

8. Генератор синхронный дизельный типа СГД-99/64-4 УХЛ 2 с бесщёточным возбудителем ВБМ-59/7-10 УХЛ 2 и шкафом управления ШУГ-1. Приёмочные испытания опытного образца на заводском испытательном стенде: Отчёт технический. ОБП. 121. 409., 1994.

Расчёт динамических режимов линейного асинхронного двигателя с использованием пакета FEMLAB

ЖИВОГЛЯДОВ Е.В., ЧЕРНЫХ И.В

Рассматривается динамическая модель линейного асинхронного двигателя. С помощью программы FEMLAB определяются частотные характеристики ЛАД, а затем по ним находятся передаточные функции ЛАД, которые используются при создании модели в программе SIMULINK.

В настоящее время для анализа динамических режимов линейных асинхронных двигателей (ЛАД) используются аналитические [1–3] и численные модели [4–6], а также модели на основе детализированных магнитных схем замещения (ДМСЗ) [7]. Аналитические модели, как правило, обеспечивают существенно мень-

In clause the dynamic model of the linear induction motor is considered. By means of program FEMLAB frequency characteristics LIM are defined, and then on them there are transfer functions LIM, are used at creation of model in program SIMULINK.

шее время расчёта, но обладают меньшей точностью из-за большого числа допущений принятых при их разработке. Численные модели дают значительно большую точность, но при этом расчёт численной модели сводится в большинстве случаев к решению системы уравнений высокого порядка (десятки, сотни

или тысячи уравнений), что неизбежно приводит к возрастанию времени расчёта этих моделей на несколько порядков по сравнению с аналитическими. Модели на основе ДМСЗ характеризуются сравнительно невысоким порядком системы дифференциальных уравнений и обеспечивают при этом достаточно высокую точность расчётов. Однако порядок системы уравнений в таких моделях, так же как и в численных, зависит от длины индуктора (числа пазов индуктора) и может оказаться достаточно большим.

В данной статье авторы предлагают компромиссное решение. За основу взята аналитическая модель ЛАД как объекта управления, предложенная в [3]. Структурная схема модели показана на рис.1. Модель разработана с учётом предварительного перехода к двухфазной машине. Алгоритм работы с такой моделью сводится к следующему: сначала, с помощью статической модели, рассчитываются частотные характеристики ЛАД для коэффициентов само- и взаимоиндукции обмоток машины $M_{\alpha\alpha}(j\omega)$, $M_{\alpha\beta}(j\omega)$, $M_{\beta\alpha}(j\omega)$, $M_{\beta\beta}(j\omega)$ и коэффициентов связи потоков в торцах ярма машины с фазными токами $W1_{\alpha}(j\omega)$, $W1_{\beta}(j\omega)$, $W2_{\alpha}(j\omega)$, $W2_{\beta}(j\omega)$. При этом для каждого коэффициента рассчитывается семейство частотных характеристик для набора скорости движения вторичного

элемента. Затем по частотным характеристикам находятся передаточные функции $M_{\alpha\alpha}(p) - M_{\alpha\beta}(p)$ и $W1_{\alpha}(p) - W2_{\beta}(p)$, которые и используются в модели для расчёта динамических режимов. Достоинством указанной модели является то, что структура и сложность модели не зависят от числа полюсов ЛАД и поэтому модель может быть использована для расчётов двигателей со сколь угодно большим числом полюсов (длиной индуктора). Передаточные функции модели могут быть использованы также для синтеза системы управления линейным двигателем. В [3] частотные характеристики рассчитываются по аналитической модели. Однако эти характеристики можно получить и с помощью численных моделей. При этом большинства допущений, принятых при разработке аналитической модели, можно избежать. Практически, в такой модели не учитывается лишь насыщение магнитопроводов, что для ЛАД не является определяющим в связи с большим значением воздушного зазора между индуктором и вторичным элементом. Не учёт насыщения обусловлен тем, что частотные характеристики имеют смысл лишь для линейной модели.

В качестве программной среды для создания численной модели, позволяющей рассчитывать частотные характеристики ЛАД, выбран

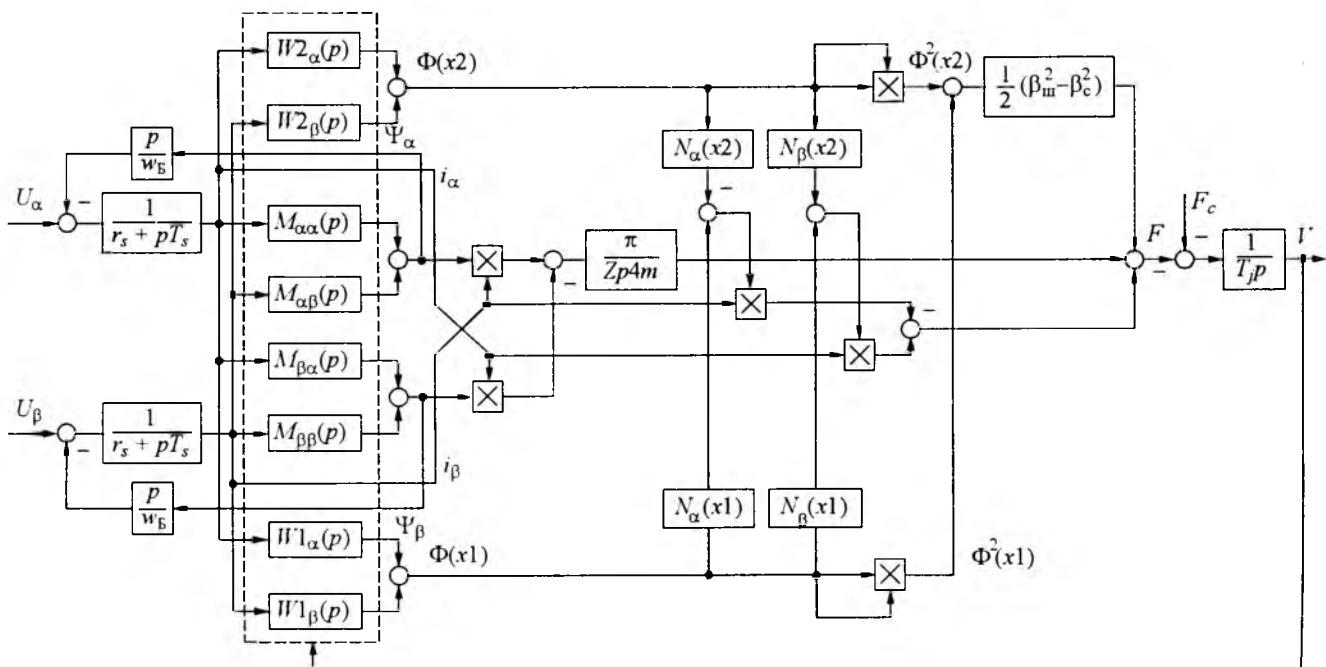


Рис.1. Структурная схема ЛАД
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

конечно-элементный пакет FEMLAB. Выбор обусловлен возможностью работы данной программы под управлением пакета MATLAB, благодаря чему становится возможным использовать средства программирования (в частности циклы) для разработки процедур определения частотных характеристик. Таким образом, методика расчёта частотных характеристик сводится к следующему:

1. С помощью графического интерфейса пользователя пакета FEMLAB создается статическая модель линейной машины. При этом разработчику необходимо фактически создать чертеж конструкции машины, задать свойства материалов элементов ЛАД (магнитную проницаемость, удельную электропроводность и т.д.) и ввести граничные условия, которые фактически являются нулевыми. Модель ЛАД, созданная в пакете FEMLAB, приведена на рис.2. Там же показаны линии равного уровня векторного магнитного потенциала для одного из рассчитанных вариантов.

2. С использованием средств программирования MATLAB выполняется расчёт частотных характеристик.

При расчёте частотных характеристик не-нулевое значение тока задается в одной из обмоток индуктора (например, в фазе A). В остальных обмотках токи задаются равными нулю (фазы B, C). Эти значения токов передаются в пакет FEMLAB и выполняется расчёт картины электромагнитного поля. Рассчитанные значения индукции B , векторного магнитного потенциала Az , напряжённости H передаются в виде структуры в MATLAB, где и про-

исходит расчёт коэффициентов для заданной частоты.

Для определения коэффициентов само- и взаимоиндукции обмоток ЛАД используются функции пакета FEMLAB, доступные в MATLAB. Так, потокосцепление проводников в обмотке фазы A машины находится по выражению:

$$\Psi_a = w l \text{postint}(\text{fem}, 'Az', 'Dl', [n_1 \ n_2]) / S, \quad (1)$$

где w – число витков обмотки; l – ширина индуктора; postint – название функции, выполняющей интегрирование переменной для заданной области; fem – имя структуры, содержащей решение полевой задачи; Az – имя переменной, интеграл которой определяется; Dl – название списка областей для которого производится интегрирование; n_1 и n_2 – значения списка областей; S – площадь (поперечное сечение) обмотки.

Потокосцепление всей обмотки находится как разность потокосцеплений проводников фаз A и X ($-A$):

$$\Psi_A = \Psi_a - \Psi_x. \quad (2)$$

Коэффициент самоиндукции обмотки фазы A будет найден как отношение полученного потокосцепления к току обмотки этой фазы:

$$M_{AA} = \frac{\Psi_A}{I_A}. \quad (3)$$

Аналогичным образом для заданного диапазона частот определяются остальные коэффициенты само- и взаимоиндукции обмоток фаз: $M_{AB}, M_{AC}, M_{BA}, M_{BB}$ и т.д.

Изложенная процедура последовательно повторяется для ненулевых значений тока обмоток фаз B и C .

Следующим шагом является переход к эквивалентной двухфазной машине. Потокосцепление обмоток трёхфазной машины может быть записано в матричной форме следующим образом:

$$\Psi_{3\Phi} = \begin{vmatrix} M_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & M_{BB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & M_{CC} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix}. \quad (4)$$

В свою очередь, потокосцепление обмоток двухфазной машины

$$\Psi_{2\Phi} = \begin{vmatrix} M_{\alpha\alpha} & M_{\alpha\beta} \\ M_{\beta\alpha} & M_{\beta\beta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Потокосцепления обмоток двухфазной машины могут быть найдены также с помощью мат-

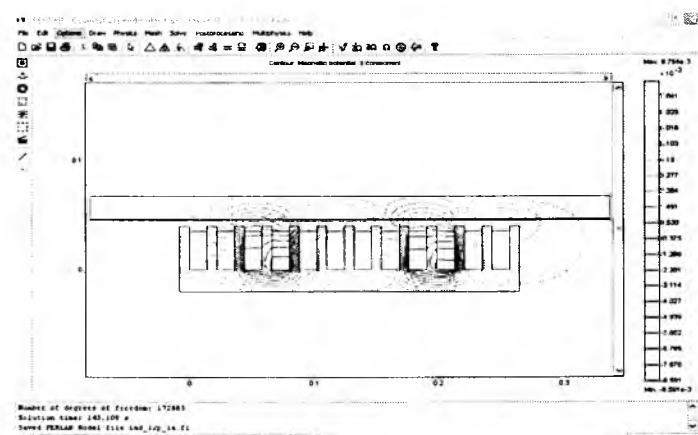


Рис.2. Статическая модель ЛАД, построенная в графическом интерфейсе пользователя

рицы перехода из потокосцеплений трёхфазной машины:

$$\Psi_{2\Phi} = \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot \Psi_{3\Phi}. \quad (6)$$

Токи обмоток трёхфазной машины также могут быть найдены с помощью соответствующей матрицы перехода:

$$\begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Подставив выражение (7) в (4) и результат этой подстановки в (6), а также приведя подобные, получим выражения для коэффициентов само- и взаимоиндукции двухфазной машины:

$$M_{\alpha\alpha} = \frac{1}{2} \left(-M_{BA} + \sqrt{3}M_{AB} - M_{AC} + \frac{1}{2}M_{BC} - M_{CA} - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{BB} - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{CB} + 2M_{AA} + \frac{1}{2}M_{CC} \right); \quad (8)$$

$$M_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \left(-M_{AB} - \sqrt{3}M_{AC} + \frac{1}{2}M_{BB} + \frac{\sqrt{3}}{2}M_{BC} + \frac{1}{2}M_{CB} + \frac{\sqrt{3}}{2}M_{CC} \right); \quad (9)$$

$$M_{\beta\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(M_{BA} + \frac{\sqrt{3}}{2}M_{BB} - \frac{1}{2}M_{BC} + M_{CA} - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{CB} - \frac{1}{2}M_{CC} \right) \quad (10)$$

$$M_{\beta\beta} = \frac{\sqrt{3}}{4} \left(-M_{BB} - \sqrt{3}M_{BC} - M_{CB} + \sqrt{3}M_{CC} \right). \quad (11)$$

Потоки в торцах ЛАД находятся также с помощью функции postint:

$$\Phi = \text{postint}(\text{fem}, 'Bx', 'Dl', n_1, 'cdim', 1]). \quad (12)$$

В выражении (12) последние два параметра задают в качестве области интегрирования от-

резок, в отличие от выражения (1), где интегрирование производится по двумерной области. В этом выражении n_1 задает номер геометрического объекта, являющегося торцом ЛАД в FEMLAB-модели. Для перехода к эквивалентной машине достаточно записать выражения потоков в торцах для двух- и трёхфазной машины:

$$\Phi_{3\Phi} = \begin{vmatrix} W_A & W_B & W_C \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix}, \quad (13)$$

$$\Phi_{2\Phi} = \begin{vmatrix} W_\alpha & W_\beta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Подставив в формулу (7) выражение (13) и приравняв результат к правой части выражения (14), получим:

$$W_\alpha = W_A + \frac{\sqrt{3}}{2}W_B - \frac{1}{2}W_C, \quad (15)$$

$$W_\beta = -\frac{1}{2}W_B - \frac{\sqrt{3}}{2}W_C. \quad (16)$$

Полученные частотные характеристики ЛАД могут быть представлены в виде суммы действительной и мнимой частей:

$$G(j\omega) = R(\omega) + jI(\omega). \quad (17)$$

Данная частотная характеристика описывается выражением

$$H(j\omega) = \frac{b_0 + b_1(j\omega)^1 + b_2(j\omega)^2 + b_3(j\omega)^3 + \dots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega)^1 + a_2(j\omega)^2 + a_3(j\omega)^3 + \dots + a_m(j\omega)^m}. \quad (18)$$

Равенство $G(j\omega) = H(j\omega)$ для каждой точки частотной характеристики ЛАД (всего k точек) дает систему из $2k$ уравнений вида:

$$\begin{cases} b_0 - b_2\omega_i^2 + b_4\omega_i^4 + \dots + a_1\omega_i I(\omega_i) + \\ + a_2\omega_i^2 I(\omega_i) - \dots = a_0 R(\omega_i); \\ b_1 - b_3\omega_i^3 + b_5\omega_i^5 - \dots - a_1\omega_i R(\omega_i) + \\ + a_2\omega_i^2 R(\omega_i) - \dots = a_0 I(\omega_i). \end{cases} \quad (19)$$

Полученная переопределённая система уравнений решается с помощью разложения Хаусхолдера [8], дающего решение, удовлетворяющее критерию наименьших квадратов.

Исходная система уравнений (19) записывается в матричной форме:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{B}. \quad (20)$$

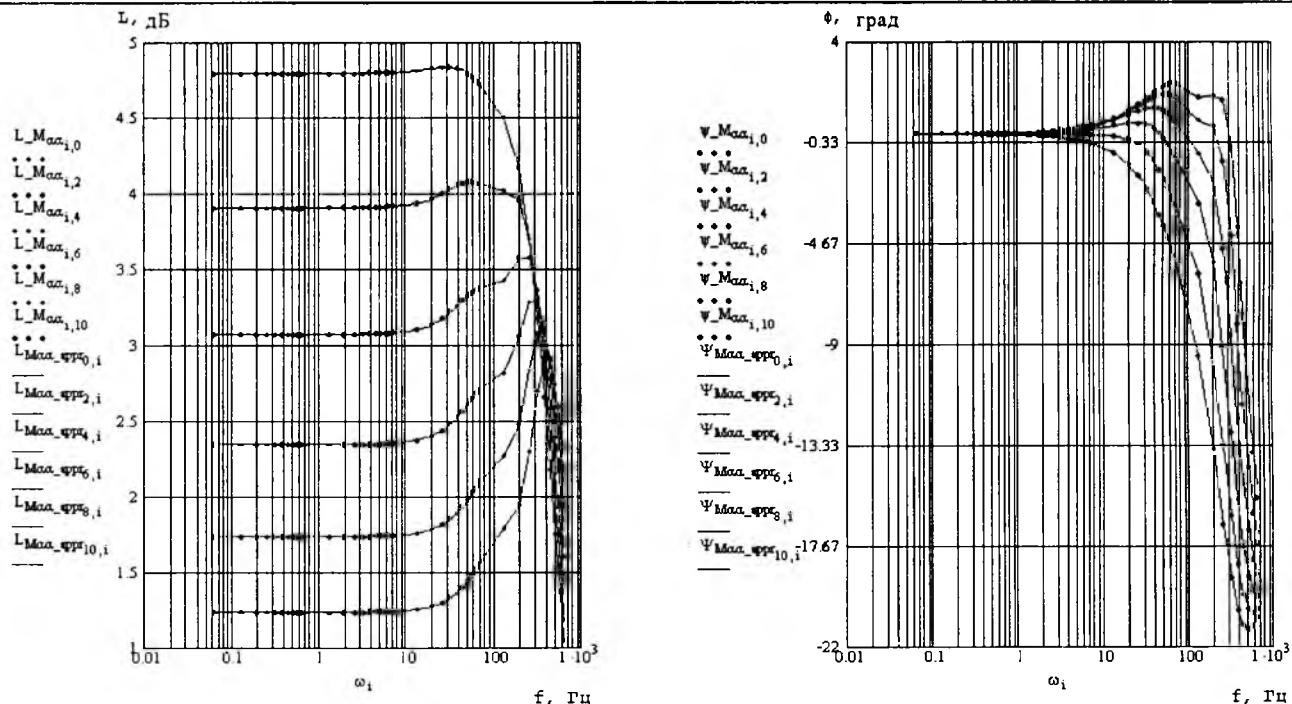


Рис.3. Сходимость исходных и аппроксимированных передаточных функций

где \mathbf{A} – прямоугольная матрица коэффициентов; \mathbf{X} – матрица-столбец корней системы уравнений; \mathbf{B} – матрица-столбец правых частей системы уравнений.

С использованием сингулярного разложения исходная матрица \mathbf{A} раскладывается на 3 матрицы: Σ , \mathbf{U} и \mathbf{V} . Матрица Σ – диагональная с неотрицательными диагональными элементами (сингулярными числами). Матрицы \mathbf{U} и \mathbf{V} используются для преобразования уравнения (20) в уравнение

$$\mathbf{A} \mathbf{V} \Sigma \mathbf{X}^T = \mathbf{B}. \quad (21)$$

Решение находится следующим образом:

$$\mathbf{X} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{Z}, \quad (22)$$

где \mathbf{Z} находится из решения уравнения

$$\Sigma \cdot \mathbf{Z} = \mathbf{D}. \quad (23)$$

Последнее уравнение легко решается, поскольку матрица \mathbf{Z} – диагональная. Точность аппроксимации частотных характеристик определяется, с одной стороны, порядком числителя и знаменателя аппроксимирующей передаточной функции (чем выше порядок, тем точнее приближение) и, с другой стороны, выбранным частотным диапазоном, в котором осуществляется аппроксимация (чем шире частотный диапазон, тем выше точность). Однако повышение порядка аппроксимирующей передаточ-

ной функции и расширение частотного диапазона в сторону увеличения максимальной частоты приводит к тому, что коэффициенты в системе уравнений (18) становятся очень большими ($10^5 - 10^{10}$), что приводит к снижению точности в связи с ограниченным числом значащих цифр разрядной сетки компьютера при операциях с плавающей запятой. Таким образом, порядок аппроксимирующей передаточной функции и частотный диапазон необходимо задавать минимально возможными при обеспечении удовлетворительной точности аппроксимации. Вычислительные эксперименты показали, что для аппроксимации частотных характеристик ЛАД степень полиномов числителя и знаменателя может не превышать 5, а максимальная частота – 150 Гц, при этом в случае правильного выбора порядка аппроксимирующей передаточной функции максимальная частота может быть существенно снижена. На рис.3, в качестве примера, показаны исходные (в виде точек) и аппроксимированные (сплошные линии) частотные характеристики коэффициента самоиндукции $M_{aa}(\omega)$.

Полученные значения коэффициентов дробно-рациональных передаточных функций ЛАД используются для моделирования двигателя в системе SIMULINK (инструмента MATLAB).

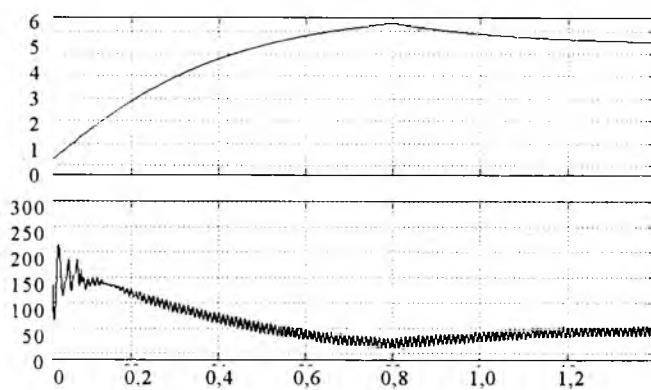


Рис.4. Графики скорости и усилия при пуске двигателя на ХХ и наборе нагрузки

Поскольку коэффициенты передаточных функций должны меняться с изменением скорости был разработан специальный SIMULINK-блок, реализующий такую возможность. Алгоритм работы блока заимствован из [9]. На рис.4 показаны графики переходных процессов ЛАД при пуске на холостом ходу и последующем наборе нагрузки.

Список литературы

- Соколов М.М., Сорокин Л.К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.
- Lipo T.A., Nondahl T.A. Pole-by-pole d-q model of a linear induction machine // IEEE Transaction Power Apparatus and Systems. 1979. Vol.98, N2. P.629–642.
- Сарапулов Ф.Н., Черных И.В. Математическая модель линейной индукционной машины как объекта управления // Электричество. 1994. № 5.
- Насар С.А., Болдеа И. Линейные тяговые электрические машины. М.: Транспорт, 1981.
- Насар С.А., Дел Сид Л. Тяговые и подъемные усилия, развивающиеся односторонним линейным двигателем для высокоскоростного наземного транспорта // Наземный транспорт 80-х годов. М.: Мир, 1974. С.163–170.
- Забудский Е.И., Петленко Д.Б. Расчет дифференциальных характеристик линейного электропривода // Электромеханические системы с компьютерным управлением на автотранспортных средствах и их роботизированном производстве: Сб. науч. тр. М.: МАМИ, 1995. С.125–129.
- Иванушкин В.А., Сарапулов Ф.Н., П.Шымчак Структурное моделирование электромеханических систем и их элементов. Щецин, 2000.
- Форсайт Дж., Малькольм М. Машины методы математических вычислений. М.: Мир, 1980.
- Башарин А. В., Постников Ю. В. Примеры расчёта автоматизированного электропривода на ЭВМ. Л.: Энергоатомиздат, 1990.

Применение широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник для улучшения качества выходного напряжения трёхуровневого инвертора

ЛЕВИН А.Д., РАДКОВСКИЙ Г.В., РАДЧЕНКО Ю.Н.,
ЛИПАНОВ В.М., ШУТЬКО В.Ф.

Рассматривается возможность применения метода широтно-импульсной модуляции с удалением выделенных гармоник для улучшения качества выходного напряжения 3-уровневого IGCT-инвертора при низкой частоте коммутации вентилей. Эффективность применения этого метода показана на примере двух инверторов, связанных с сетью через трёхобмоточный трансформатор с соединением вторичных обмоток по схеме Y/Δ.

В последние годы на смену мощным тиристорным инверторам, ведомым сетью, приходят многоуровневые инверторы, выполненные на полностью управляемых тиристорах типа IGCT. Основным преимуществом многоуровневых инверторов является возможность сущес-

The opportunity of application of the selective harmonic eliminated pulse-width modulation for reduction of harmonic distortion of three-level IGCT-inverter at low switching frequency is considered. Efficiency of application of this method is shown on an example of two inverters connected to a network through a three windings transformer with star-delta secondary windings.

ственного улучшения формы выходного напряжения при невысокой частоте переключения тиристорных ключей. Однако с увеличением числа уровней возрастает сложность системы управления инвертором, поэтому во многих современных применениях ограничиваются 3-

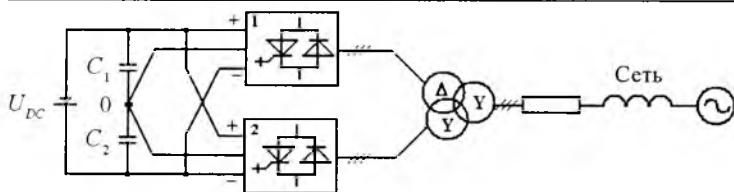


Рис.1. Схема подключения двух трёхуровневых инверторов к сети

уровневой схемой инвертора [1]. Проблема повышения качества работы такого инвертора решается путём совершенствования способа модуляции выходного напряжения.

В данной статье рассматривается способ широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с удалением выделенных гармоник, предложенный впервые в [2]. Анализ эффективности этого способа выполняется на примере традиционной двенадцатипульсной схемы (рис.1), в которой инверторы, ведомые сетью, заменены на 3-уровневые инверторы напряжения.

Согласно способу ШИМ с удалением выделенных гармоник выходное напряжение инвертора формируется в виде пакета прямоугольных импульсов, симметрично расположенных относительно середины каждого полупериода (рис.2).

В силу симметрии кривая фазного напряжения U_ϕ инвертора содержит нечётный спектр гармоник, амплитуды которых зависят от количества импульсов N на полупериоде и значения углов переключения α_i :

$$U_\phi = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \sin(n\omega t),$$

$$\text{где } A_n = \frac{2U_{DC}}{\pi n} \left[\sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n\alpha_i) \right], n = 1,3,5,\dots$$

Выбирая соответствующие углы переключения α_i , можно исключить $N-1$ гармоник, сохранив первую гармонику на уровне, задаваемом

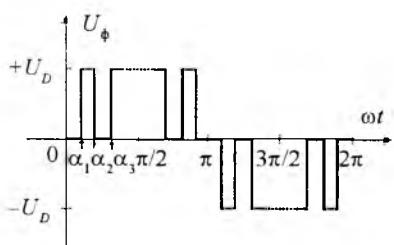


Рис.2. Форма выходного напряжения трёхуровневого инвертора

коэффициентом модуляции

$$\mu \left(A_1 = \mu \frac{2U_{DC}}{\pi} \right).$$

Связь между углами определяется системой нелинейных уравнений:

$$F(\alpha) = \begin{bmatrix} \mu - \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(\alpha_i); \\ 0 - \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n_1 \alpha_i); \\ 0 - \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n_2 \alpha_i); \\ \dots \\ 0 - \sum_{i=1}^N (-1)^{i+1} \cos(n_N \alpha_i); \end{bmatrix}$$

Для её решения воспользуемся итерационной формулой Ньютона:

$$\Delta\alpha^{(m)} = -J^{-1}(\alpha^{(m)})F(\alpha^{(m)}),$$

$$\text{где } \alpha^{(m)} = \begin{bmatrix} \alpha_1^{(m)} \\ \alpha_2^{(m)} \\ \vdots \\ \alpha_N^{(m)} \end{bmatrix} - \text{вектор углов переключения}$$

на m итерации; $J(\alpha^{(m)}) = \frac{\partial F(\alpha^{(m)})}{\partial \alpha}$ – матрица

Якоби; $\Delta\alpha^{(m)} = \alpha^{(m+1)} - \alpha^{(m)}$ – вектор "невязки" решения.

Итерационная процедура завершается при выполнении условия

$$|\Delta\alpha^{(m)}| < \varepsilon_{\text{доп}},$$

где $\varepsilon_{\text{доп}}$ – заданная ошибка решения.

Нелинейная система $F(\alpha)$ имеет несколько решений, зависящих от начального приближения $\alpha^{(0)}$. Для отыскания всех возможных решений используется метод перебора начальных приближений по схеме многомерной равномерной сетки [3]. Среди полученных таким образом вариантов решений выделяются практически реализуемые варианты, удовлетворяющие условию

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2.$$

Лучший из них определяется по критерию минимизации наиболее значимых из оставшихся не удалённых гармоник:

$$\sigma = \sqrt{\sum_j A_j^2} = \min.$$

Номера гармоник, подлежащих исключению, определяются схемой силовой цепи инвертора. В рассматриваемой схеме (рис. 1) инверторы связаны с сетью через трёхобмоточный трансформатор с двумя вентильными обмотками, одна из которых соединена в треугольник, а вторая – в звезду. При таком соединении, благодаря сдвигу первых гармоник напряжений вентильных обмоток на 30° , из напряжения сетевой обмотки исключаются гармоники $6(2k-1)\pm 1$ порядка. Поэтому они могут содержаться в кривых напряжений вентильных обмоток, а удалению подлежат старшие гармоники $12k\pm 1$ порядка: 11 и 13 гармоники при $N=3$; 11, 13, 23 и 25 гармоники при $N=5$ и т.д.

В табл. 1 представлены результаты решения задачи исключения из кривой выходного напряжения инвертора 11 и 13 гармоник при $N=3$ в диапазоне изменения коэффициента модуляции μ от 0,7 до 0,98. Для каждого коэффициента μ выбирался вариант решения с наименьшими амплитудами 5 и 7 гармоник. Минимизация 5 и 7 гармоник обусловлена стремлением улучшить гармонический состав токов вентильных обмоток.

Данные табл. 1 представлены на рис. 3 в виде графических зависимостей углов переключения и амплитуд 5 и 7 гармоник от коэффициента модуляции.

Как следует из рис. 3, с увеличением коэффициента модуляции углы переключения уменьшаются практически по линейному закону, а закон изменения амплитуд 5 и 7 гармоник носит периодический характер с отличающимся примерно в два раза периодом повторяемости. Вариант с коэффициентом модуляции имеет малые значения амплитуд одновременно 5 и 7 гармоник, поэтому он может быть принят в качестве основного варианта ШИМ при $N=3$ во всем диапазоне рабочих режимов инвертора.

С увеличением N растёт и возможное количество исключаемых

Таблица 1

μ	α_1 , град.	α_2 , град.	α_3 , град.	A_5 , %	A_7 , %
0,7	40,61	46,48	50,99	14,5	7,7
0,71	39,99	45,78	50,12	15,7	7,1
0,72	39,29	44,91	49,13	16,8	6,4
0,73	38,49	43,83	48,03	17,8	5,6
0,74	37,54	42,52	46,84	18,7	4,7
0,75	36,48	41,04	45,54	19,5	3,7
0,76	35,12	39,53	44,49	19,9	2,5
0,77	33,83	38,18	43,51	20,2	1,2
0,78	32,61	37,07	42,65	20,3	0,1
0,79	31,51	36,19	41,88	20,3	1,4
0,80	30,52	35,48	41,16	20,1	2,8
0,81	29,63	34,90	40,46	19,8	6,4
0,82	28,80	34,40	39,75	19,5	5,4
0,83	28,02	33,92	39,01	19,1	6,7
0,84	27,26	33,43	38,23	18,6	8,0
0,85	26,51	38,89	37,35	18,0	9,2
0,86	25,74	32,21	36,35	17,3	10,1
0,87	24,91	31,30	35,17	16,5	11,3
0,88	23,94	30,00	33,69	15,5	12,2
0,89	22,64	28,08	31,86	14,2	12,8
0,90	20,77	25,53	29,85	12,4	12,7
0,91	18,50	23,08	28,16	9,9	11,7
0,92	16,45	21,45	26,92	6,9	9,9
0,93	14,77	20,50	25,57	3,6	7,8
0,94	13,36	19,92	24,87	0,1	5,4
0,95	12,10	19,48	23,60	3,5	2,9
0,96	10,90	19,96	22,52	7,1	0,2
0,97	9,65	17,91	20,66	10,9	2,6
0,98	7,60	14,01	16,43	14,2	5,7

гармоник. В табл. 2 приведены результаты поиска вариантов ШИМ при $N=5$ с исключением 11, 13, 23 и 25 гармоник.

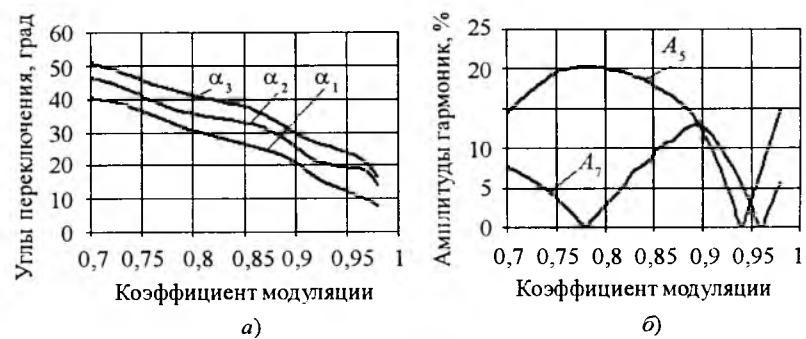
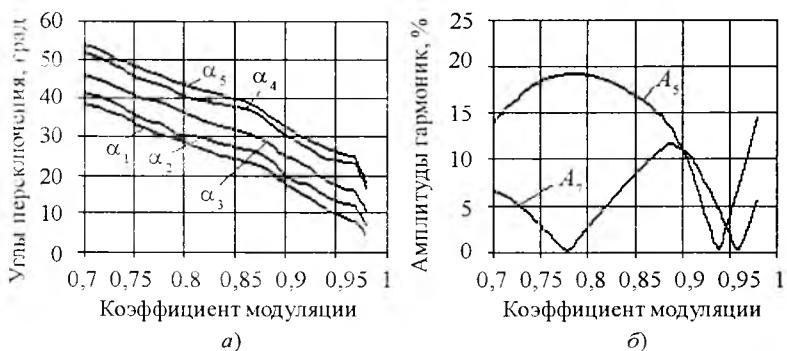


Рис.3. Зависимости углов переключения (а) и амплитуд 5 и 7 гармоник (б) оптимальных вариантов от коэффициента модуляции при $N=3$

Таблица 2

μ	α_1 , град	α_2 , град	α_3 , град	α_4 , град	α_5 , град	A_5 , %	A_7 , %
0,7	38,12	41,06	45,73	51,42	53,64	13,9	6,8
0,71	37,59	40,54	45,09	50,71	52,79	15,1	6,3
0,72	36,95	39,82	44,26	49,70	51,72	16,1	5,7
0,73	36,07	38,70	43,11	48,32	50,42	17,1	5,0
0,74	34,79	37,08	41,74	46,84	49,12	17,9	4,1
0,75	33,36	35,49	40,60	45,65	48,04	18,5	3,1
0,76	32,10	34,30	39,73	44,70	47,10	18,9	2,0
0,77	31,06	33,41	38,95	43,77	46,17	19,2	0,9
0,78	30,12	32,65	38,10	42,74	45,21	19,3	0,3
0,79	29,20	31,06	37,11	41,61	44,12	19,4	1,5
0,80	28,25	30,25	35,98	40,49	43,29	19,2	2,7
0,81	27,26	29,97	34,84	39,57	42,49	19,0	3,9
0,82	26,31	29,06	33,85	39,90	41,81	18,6	5,1
0,83	25,45	28,28	33,01	38,41	41,18	18,1	6,3
0,84	24,67	27,63	32,28	38,00	40,56	17,6	7,4
0,85	23,97	27,06	31,59	37,58	39,86	17,0	8,4
0,86	23,29	26,52	30,81	37,03	39,06	16,3	9,5
0,87	22,59	25,87	30,07	36,18	37,98	15,5	10,4
0,88	21,70	24,84	28,89	34,65	36,35	14,6	11,3
0,89	19,99	22,52	26,78	32,13	34,10	13,4	11,7
0,90	17,52	19,81	24,94	30,22	32,38	11,3	11,2
0,91	15,70	18,37	23,76	28,80	30,97	8,8	10,2
0,92	14,24	17,35	22,42	27,12	29,44	6,0	8,7
0,93	12,73	16,02	20,51	25,26	27,93	2,9	6,9
0,94	11,11	14,42	18,59	24,09	26,83	0,4	4,6
0,95	9,70	13,20	17,19	23,61	26,00	3,9	2,2
0,96	8,53	12,34	16,05	23,31	25,14	7,5	0,4
0,97	7,46	11,55	14,90	22,68	23,86	11,1	3,0
0,98	3,96	6,31	10,30	16,00	17,15	14,8	5,7

Рис.4. Зависимости углов переключения (а) и амплитуд 5 и 7 гармоник (б) оптимальных вариантов от коэффициента модуляции при $N=5$

Данные табл.2 представлены на рис.4 в виде графических зависимостей углов переключения и амплитуд 5 и 7 гармоник от коэффициента модуляции.

Характер изменения углов переключения и амплитуд 5 и 7 гармоник от коэффициента модуляции при $N=5$ и $N=3$ практически идентичен. Преимущество вариантов с $N=5$ проявляется в улучшении спектра высоких частот выходного напряжения инвертора за счёт исключения 23 и 25 гармоник.

Эффективность удаления гармоник выходного напряжения инвертора оценивалась по коэффициенту искажения токов сетевой и вентильной обмотки

$$\text{трансформатора } k_{\text{ис}} = \left(\frac{\sqrt{\sum I_v^2}}{I_1} - 100\% \right)$$

при номинальной нагрузке. Оценка проводилась с помощью Simulink-модели. Расчёты на модели выполнены для схемы (рис.1), в которой инверторы работают на мощную сеть через трансформатор 16 МВ·А, 10,5/2,92/2,92 кВ. Напряжение КЗ трансформатора варьировалось в пределах от 10 до 25%. Рассматривались два варианта ШИМ: трёхимпульсный ($N=3$) и пятиимпульсный ($N=5$). В обоих вариантах коэффициент модуляции принимался одинаковым и равным оптимальному значению $\mu = 0,95$.

Результаты расчётов коэффициентов искажения токов вентильной и сетевой обмотки трансформатора с разными u_k представлены в табл.3

Коэффициенты искажения тока вентильной обмотки примерно в 4 раза выше коэффициентов искажения тока сетевой обмотки из-за влияния главным образом 5 и 7 гармоник. Относительный уровень этих гармоник в трансформаторе с напряжением КЗ иллюстрирует рис.5.

Увеличение числа импульсов выходного напряжения инвертора с $N=3$ до $N=5$ позволяет снизить коэффициент

Таблица 3

u_k , %	$k_{\text{ис}}$, %			
	Вентильная обмотка		Сетевая обмотка	
	$N=3$	$N=5$	$N=3$	$N=5$
10	19,86	15,75	4,53	3,47
15	13,04	10,36	3,31	2,55
20	10,27	8,30	2,41	1,88
25	7,77	6,59	1,94	1,59

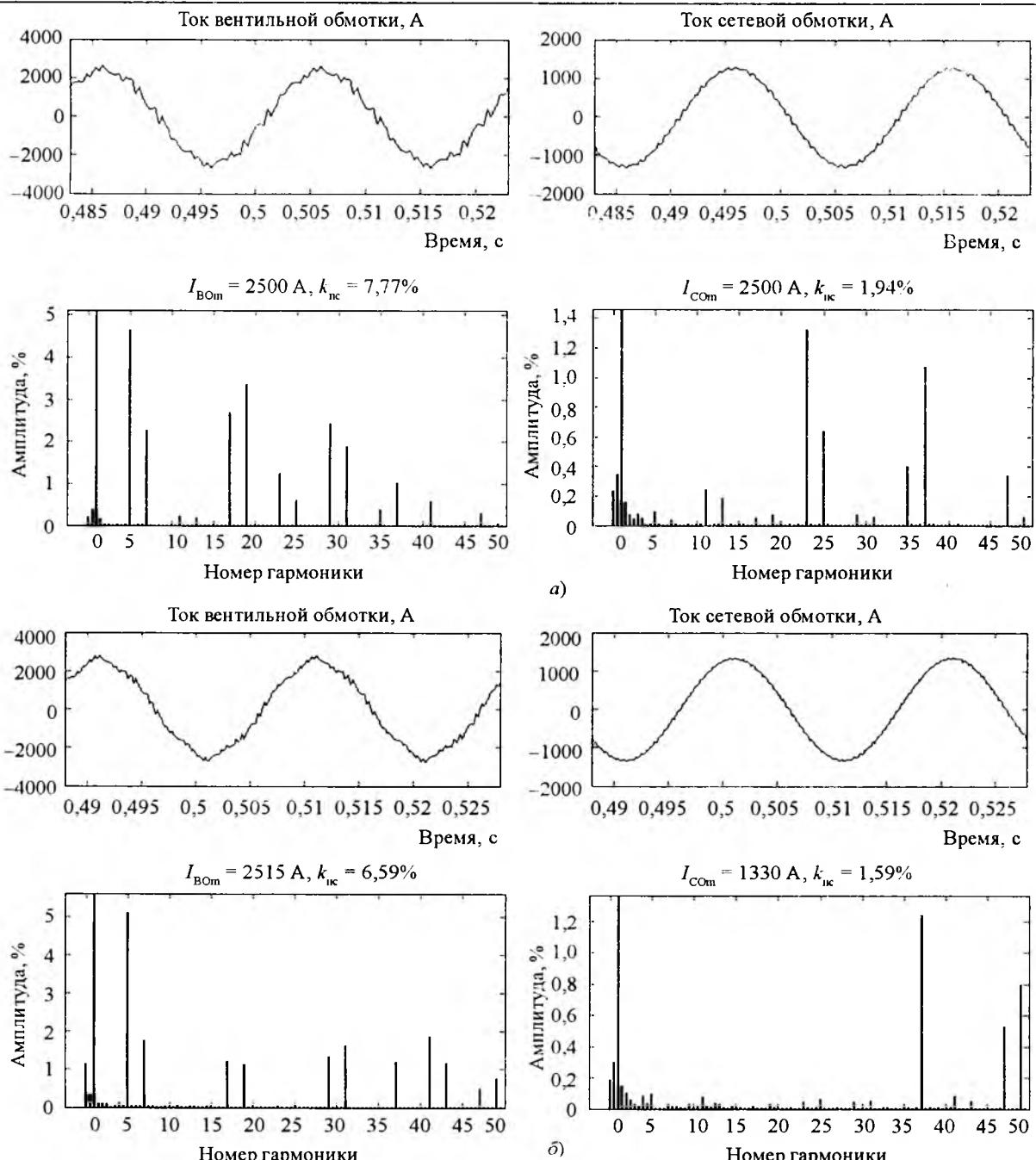


Рис.5. Кривые токов обмоток трансформатора ($u_k = 25\%$) и их гармонический состав для двух вариантов ШИМ ($a - N=3$; $b - N=5$) с коэффициентом модуляции $\mu = 0,95$

искажения тока сетевой обмотки на 20–30%, но при этом возрастают коммутационные потери в тиристорах. По этой причине целесообразнее применять вариант ШИМ с $N=3$, выбирая напряжение КЗ трансформатора исходя из условия получения требуемого качества сетевого тока.

Система управления инвертором должна поддерживать коэффициент модуляции вблизи $\mu = 0,95$ с целью минимизации амплитуды 5 и 7 гармоник в кривых токов вентильных обмоток.

Список литературы

1. Nabaе A., Takahashi I., Akagi H. A New Neutral-point-clamped PWM-inverter// IEEE Transactions on Industry Applications. 1981. Vol.IA.17, No.5. P.518–523.
2. Patel H.S., Hoft R.G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter: Part I-Harmonic Elimination // IEEE Transactions on Industry Applications. 1973. Vol IA.9, No.3. P.310–317.
3. Соболь И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями. М.: Наука, 1986.

Авторы опубликованных статей

Денисенко Виктор Иванович – профессор кафедры "Электрические машины" УГТУ-УПИ, доктор техн. наук. В 1962 г. окончил энергетический факультет Уральского политехнического института по специальности "Электрические машины и аппараты". В 1972 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и расчёт перенапряжений на вентилях в системах фазового компаундирования в синхронных режимах синхронного генератора". В 2000 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Анализ и синтез нетрадиционно совмещённых бесщёточных возбудительных устройств с несимметричными полями возбуждения (развитие теории, расчёт и проектирование)".

Живоглядов Евгений Викторович – аспирант кафедры техники высоких напряжений УГТУ-УПИ. Окончил УГТУ-УПИ в 2001 г.

Иванушкин Виктор Андреевич – заведующий кафедрой "Автоматизация технологических процессов и систем" Нижнетагильского технологического института УГТУ-УПИ, канд. техн. наук, доцент. Окончил Уральский политехнический институт в 1969 г. Защитил в 1998 г. диссертацию по теме "Динамические модели и детализированные структуры электромеханических систем на основе специальных электрических машин".

Кожеуров Владимир Николаевич – доцент кафедры "Автоматизация технологических процессов и систем" Нижнетагильского технологического института (филиала УГТУ-УПИ). Окончил приборостроительный факультет Челябинского политехнического института в 1974 г.

Коняев Андрей Юрьевич – декан электротехнического факультета УГТУ-УПИ, проф., доктор техн. наук. Окончил Уральский политехнический институт в 1972 г. Защитил кандидатскую (1979 г.) и докторскую (1996 г.) диссертации по специальности "Электромеханика и электрические аппараты". Тема докторской диссертации "Линейные индукционные машины для технологического электромагнитного воздействия на обрабатываемые электропроводящие изделия и материалы".

Коняев Иван Андреевич – инженер кафедры теоретической электротехники и технологий электроснабжения УГТУ-УПИ. Окончил УГТУ-УПИ в 2005 г. по специальности "Электромеханика".

Копырин Владимир Сергеевич – директор НПП "Энергия и экология", канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического университета в 1968 г. Защитил диссертацию по теме: "Исследование асинхронного двигателя в режиме инверторного торможения" в 1976 г.

Кошкин Александр Николаевич – доцент кафедры "Электротехника и электротехнологические системы" УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1966 г. Диссертацию по теме "Исследование бесконтактных возбудителей для синхронных генераторов автономных электроустановок" защитил в 1974 г.

Кузнецов Константин Вадимович – аспирант кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ. Окончил УГТУ-УПИ в 2004 г. по специальности "Электротехнологические установки и системы".

Левин Александр Давидович – начальник отдела систем управления инженерного центра СЭ и СУ Филиала корпорации "Энергомаш (ЮК) Лимитед". Окончил физико-технический факультет Уральского политехнического института в 1980 г.

Липанов Владимир Михайлович – доцент кафедры электрических машин УГТУ-УПИ. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1970 г.

Мезенин Сергей Михайлович – аспирант УГТУ-УПИ. Окончил УГТУ-УПИ в 1999 г. по специальности "Электротехнологические установки и системы".

Мойсейченков Александр Николаевич – доцент кафедры "Электрические машины" УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. В 1996 г. окончил электротехнический факультет УГТУ-УПИ по специальности "Электромеханика". В 2000 г. защитил диссертацию по теме "Математическая модель совмещённого многофункционального бесщёточного возбудителя для расчёта эксплуатационных режимов работы комплекса "генератор-возбудитель".

Пластун Анатолий Трофимович – профессор кафедры "Электрические машины" УГТУ-УПИ, доктор техн. наук. В 1960 г. окончил энергетический факультет Уральского политехнического института по специальности "Электрические машины и аппараты". В 1986 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Бесщёточные совмещённые возбудительные устройства синхронных машин".

Радковский Геннадий Владимирович – гл. специалист отдела систем управления инженерного центра СЭ и СУ Филиала корпорации "Энергомаш (ЮК) Лимитед". Окончил физический факультет Донецкого государственного университета в 1989 г.

Радченко Юрий Николаевич – директор ИЦ СЭ и СУ Филиала корпорации "Энергомаш (ЮК) Лимитед". Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1971 г.

Рябов Михаил Михайлович – заместитель главного конструктора электрических машин корпорации "Энергомаш (ЮК) Лимитед" (филиал в г. Екатеринбурге). В 1974 г. окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института по специальности "Электромеханика".

Сарапулов Сергей Фёдорович – доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил кафедру электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ в 1999 г. Защитил в 2002 г. диссертацию по теме "Математическое моделирование линейных индукционных машин технологического назначения на основе их схем замещения".

Сарапулов Фёдор Никитич – заведующий кафедрой "Электротехника и электротехнические системы" УГТУ-УПИ, проф. доктор техн. наук. Окончил Уральский политехнический институт в 1962 г. В 1967 г. защитил кандидатскую и в 1982 г. докторскую диссертацию по теме "Несимметричные индукционные двигатели с замкнутыми и разомкнутыми магнитопроводами".

Сокунов Борис Александрович – доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил кафедру электрических машин Уральского политехнического института в 1972 г. Защитил в 1979 г. диссертацию по теме "Исследование цилиндрических индукторов для электромагнитного воздействия на расплав в кристаллизаторе".

Ткачук Андрей Александрович – главный конструктор по силовой электронике ЗАО "Автоматизированные системы и комплексы", канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Павлодарского государственного университета в 1994 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование переходных процессов инверторного торможения асинхронного двигателя при питании от преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией" в 1999 г.

Томашевский Дмитрий Николаевич – доцент кафедры "Электротехника и электротехнологические системы" УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет УГТУ-УПИ в 1996 г. Диссертацию по теме "Разработка математических моделей для исследования электромеханических и тепловых характеристик линейных электродвигателей импульсного действия" защитил в 2002 г.

Черных Илья Викторович – заведующий кафедрой техники высоких напряжений УГТУ-УПИ, доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1982 г. Защитил диссертацию по теме "Основы теории и моделирование линейного асинхронного двигателя как объекта управления" в 2000 г.

Чернышёв Владимир Анатольевич – начальник отдела систем возбуждения корпорации "Энергомаш (ЮК) Лимитед" (филиал в г. Екатеринбурге). В 1982 г. окончил Владимирский политехнический институт.

Шутько Виктор Федорович – доцент кафедры электрических машин УГТУ-УПИ. Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института в 1963 г. Диссертацию по теме "Исследование и расчёт перенапряжений на вентилях в системах фазового компаундирования при аварийных режимах синхронного генератора" защитил в 1968 г.

Николай Федотович Ильинский (к 75-летию со дня рождения)

Николаю Федотовичу Ильинскому – 75 лет. Выпускник Московского энергетического института (ныне ГОУ ВПО МЭИ-технический университет), доктор технических наук, профессор кафедры автоматизированного электропривода, академик Академии электротехнических наук России, лауреат Государственной премии СССР 1981 г, заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, он является ярким представителем научно-методической школы МЭИ в области электропривода. Н.Ф. Ильинский имеет около 200 печатных работ – монографий, учебных пособий, научных статей, изобретений. Более 20 кандидатов и 7 докторов технических наук по праву считают его своим учителем.

Н.Ф. Ильинский – разносторонне одарённый человек, талантливый педагог и методист. Он обладает даром просто и доступно излагать сложные вопросы электротехники и электромеханики. Учебные пособия по электроприводу, теории эксперимента и моделированию в технике, написанные им, как он сам выражается, в стиле "просто о 'ложном'", успешно используются широким кругом студен-



ентов, аспирантов, работников науки и образования. Этот круг, несомненно, расширяется благодаря созданным им электронным образовательным ресурсам по электроприводу, предназначенным, в частности, для дистанционного обучения и повышения квалификации.

Научные исследования Н.Ф. Ильинского по электромеханическим системам с параметрическим источником тока, по энергосберегающей концепции в массовом электроприводе с традиционными двигателями и с новым типом двигателя с введенным им названием "вентильно-индукторный двигатель" (ВИД), представленные на международных конференциях по автоматизированному электроприводу, получили признание в нашей стране и за рубежом. Высокая научная эрудиция Н.Ф. Ильинского снискала уважение отечественных и

зарубежных коллег. Немаловажную роль в этом плане играет его замечательная способность быть открытым всему новому и чуждым слепому следованию моде.

Н.Ф. Ильинский – прекрасный организатор, он многие годы успешно руководил факультетом электрооборудования и автоматизации промышленности и транспорта и кафедрой автоматизированного электропривода, выдвинув её на роль базовой в России по электроприводу. Но, главное, он сохранил и укрепил её коллектив, по праву известный всем как исключительно ответственный и доброжелательный. В течение многих лет он был председателем двух специализированных Советов по присуждению учёных степеней кандидата и доктора технических наук по специальности 05.09.03 "Электротехнические комплексы и системы". Широкий научный кругозор Н.Ф. Ильинского в области электротехники и электромеханики позволяет ему активно сотрудничать с ведущими научно-техническими журналами, активно работать в составе редколлегии журнала "Электротехническое" и поддерживать его высокий научный статус.

Сердечно поздравляя Николая Федотовича с 75-летием, доброжелательного, внимательного и обаятельного в общении человека, мы желаем ему, его родным и близким, его научно-педагогической команде здоровья и успешной творческой деятельности на долгие годы.

Оскар Давидович Гольдберг

(к 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет со дня рождения известного учёного электротехника Оскара Давидовича Гольдберга, ведущего специалиста в области надёжности электрических машин, заведующего кафедрой "Электрические машины" Московского государственного открытого университета, почётного академика Академии электротехнических наук РФ, доктора технических наук, профессора.

В течение многих лет О.Д. Гольдберг работал во Всесоюзном научно-исследовательском институте электромеханики имени академика А.Г. Иосифьяна (ВНИИЭМ), где проводил исследования и участвовал во внедрении на электромашиностроительных заводах первых всесоюзных единых серий асинхронных двигателей – А, А0, А2 и А02. За участие в этой работе он был награждён медалью ВДНХ. Им предложен ряд изобретений, используемых при испытаниях асинхронных двигателей, и впервые разработан Государственный стандарт на методы испытаний асинхронных двигателей (ГОСТ 7217-54).

В круг научных интересов О.Д. Гольдберга входили вопросы контроля и анализа качества наиболее массовой продукции электромашиностроения – асинхронных двигателей, а также основной показатель качества этих машин – надёжность. В 1955 г. он защитил кандидатскую диссертацию "Контроль и анализ качества трёхфазных асинхронных двигателей при серийном производстве по результатам промывочных испытаний", весьма эффективно использовав для этой цели методы математической статистики. На базе этой диссертации были



разработаны методы управления качеством изготовления асинхронных двигателей с помощью компьютеров.

Занимаясь повышением надёжности асинхронных двигателей, разработкой эффективных методов ускоренной оценки их надёжности, О.Д. Гольдберг впервые в мировой практике выполнил значительный по широте охвата цикл исследований, в результате которых защитил в 1972 г. докторскую диссертацию "Теоретическая и экспериментальная разработка методов расчёта показателей надёжности, ускоренных испытаний и контроля качества асинхронных двигателей". Результаты этих исследований легли в основу решения многих актуальных проблем оценки и повышения надежности асинхронных двигателей. Широко известны его монографии, особенно "Качество и надёжность асинхронных двигателей".

С 1966 г. в течение 25 лет О.Д. Гольдберг руководил научно-техническим советом "Качество и надёжность электрических машин переменного тока", основанным при Министерстве электротехнической промышленности. В рамках этого совета им создана научная школа

специалистов в области надёжности электрических машин.

В течение многих лет он являлся лектором-консультантом в кабинете надёжности при Политехническом музее. Лекции, прочитанные в Политехническом музее, были изданы обществом "Знание".

Научную работу О.Д. Гольдберг успешно сочетал с преподавательской деятельностью. С 1964 г. он работает в Московском государственном открытом университете (МГОУ). Здесь под его руководством защитили кандидатские диссертации 38 аспирантов и соискателей, подготовлены сотни инженеров-электромехаников. Выпущенный при его участии и под его редакцией учебник для вузов "Проектирование электрических машин" пользуется заслуженным вниманием у студентов, инженеров и научных работников. В 2001 г. издательство "Высшая школа" выпустила второе издание этого учебника. Сейчас автор подготовил к изданию учебник "Инженерное проектирование и САПР электрических машин". В 1990 г. впервые в стране издан учебник для вузов "Испытания электрических машин", автор которого О.Д. Гольдберг. Второе издание этого учебника вышло в издательстве "Высшая школа" в 2000 г. Под редакцией О.Д. Гольдберга и при его участии выпущено в 2001 г. учебное пособие для вузов "Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования".

В настоящее время издательство "Академия" готовит к изданию учебник О.Д. Гольдберга "Электромеханика".

По результатам научных исследований юбиляр опубликовал 150 печатных работ, в том числе 15 монографий и учебников.

Желаем юбиляру творческой активности и крепкого здоровья.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

1. Объём статьи не должен превышать **12 страниц текста**, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере **через 2 интервала** с полями 2-3 см, и иметь **не более 5 рисунков**.

2. В статье должны быть: введение, сформулирована постановка задачи, изложено содержание работы, показана достоверность результатов, приведены выводы, рекомендации и эффективность.

К статье должна быть приложена аннотация (2-3 предложения) на русском и английском языках. Название статьи также следует дать на русском и английском языках.

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации (если она упоминается) и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Можно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов **не превышало пяти**. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть чётко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) - двумя черточками сверху. 0 (нуль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. должны быть выполнены чётко. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. **Если фотографии присыпаются на дискетах, то разрешение должно быть не менее 300 пикселей на дюйм и размеры фотографии не очень велики.** Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высыпать в редакцию **простой или заказной** бандеролью.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом.