



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2005'1



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2005'1**

Держвидання

*Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України
КВ № 6115 від 30.04.2002 р.*

Видання засновано Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

Клименко Б.В. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків

Члени редколегії

Баранов М.І. д.т.н., начальник відділу НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Батигін Ю.В. д.т.н., професор кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків

Босв В.М. д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

Буткевич О.Ф. д.т.н., професор провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Вороновський Г.К. д.т.н., професор завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біометричної електроніки
НТУ "ХПІ", Харків

Гурін А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки
НТУ "ХПІ", Харків

Данько В.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків
(голова редакційної колегії)

Загірняк М.В. д.т.н., професор, ректор КДТУ, Кременчук

Кириленко О.В. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІЕД НАНУ, Київ

Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Лупіков В.С. д.т.н., завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

Маслієв В.Г. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування
НТУ "ХПІ", Харків

Михайлов В.М. д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

Мілих В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин НТУ "ХПІ", Харків

Набока Б.Г. д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

Намітоков К.К. д.т.н., професор кафедри світлотехніки і джерел світла ХНАМГ, Харків

Омельяненко В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричного транспорту та
тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків

Панасенко М.В. д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування
НТУ "ХПІ", Харків

Подольцев О.Д. д.т.н., провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

Пуйло Г.В. д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса

Рєзцов В.Ф. д.т.н., професор, член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

Рудаков В.В. д.т.н., головний науковий співробітник НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Сосков А.Г. д.т.н., професор, завідувач кафедри електротехніки ХНАМГ, Харків

Ткачук В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин і апаратів
НУ "Львівська політехніка", Львів

Шинкаренко В.Ф. д.т.н., професор, завідувач кафедри електромеханіки НТУУ "КПІ", Київ

Юферов В.Б. д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків

АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.

Тел. (057) 707-62-81. E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

ISBN 966-593-254-3

ISBN 966-593-255-1

ЗМІСТ

Електротехніка: Визначні події. Славетні імена

Баранов М.И.	Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля	5
<i>Електричні машини та апарати</i>		
Беспрозванных А.В.	Проявление нелинейных эффектов в оптических волокнах	8
Болюх В.Ф. Болюх Е.Г.	Оценка эффективности силового импульсного преобразователя индукционного типа с криорезистивными обмотками	14
Верхола А.В.	Анализ погрешности, возникающей при расчёте электрического сопротивления обмотки электрического аппарата	20
Галайко Л.П.	Имитационное моделирование установившихся режимов работы вентильно-индукторного двигателя	24
Гилёв А.А.	Возможность создания синхронных выключателей на базе современных вакуумных камер	27
Голенков Г.М.	Математичне моделювання перехідних процесів лінійних асинхронних електродвигунів	29
Головань В.І., Головань І.В.	Системний аналіз асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора	32
Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н.	Свойства многофазных обмоток с максимальной симметрией	38
Заблодский Н.Н.	Нелинейность тепломеханических нагрузок шнекового электротепломеханического преобразователя	41
Канюк Г.И. Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.	Гидравлические исполнительные механизмы для быстродействующих прецизионных электронно-гидравлических следящих систем (ЭГСС)	44
Конохов Н.Н.	Анализ концепций развития конструкции крупных взрывозащещенных электродвигателей	47
Ларин А.М., Наумов О.Е.	Определение частотных характеристик асинхронных машин из опытов включения их в сеть на две фазы	51
Папазов Ю.Н., Чувашев В.А., Васьковский Ю.Н., Гайденко Ю.А.	Анализ механических характеристик короткозамкнутых асинхронных электродвигателей методами теории электромагнитного поля	55
Полковниченко Д.В.	Послеремонтная оценка технического состояния короткозамкнутых асинхронных электродвигателей	59
Стройников В.Г.	Динамическая погрешность встроенной температурной защиты электродвигателей переменного тока	63
Ткачук В.І., Біляковський І.Є., Бурштинський М.В.	Керований електропривод транспортних засобів на базі вентильних електродвигунів	67
Шавёлкин А.А.	Преобразователи частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения для электроприводов среднего напряжения	70
Шинкаренко В.Ф.	Обертові електричні машини: область існування, геноміка і таксономія класу	74
<i>Теоретична електротехніка</i>		
Чабан В.	Електродинаміка без скалярного потенціалу	79

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Гурин А. Г., Ложкин Р. С.	Баланс энергии в высокоэнергетичном линейном индукционном ускорителе	83
------------------------------	--	----

Електричні станції

Вороновский Г.К., Орловский И.В., Заратуйко А.В.	Прибор для определения погрешности счетчиков электроэнергии	86
Котыш А.И., Плешков П.Г., Кубкин М.В., Савеленко И.В.	Влияние режима работы трансформаторов напряжения на оптимальное функционирование системы учета электропотребления	91

Електричний транспорт

Баб'як М.О., Тетерко О.А. Мінакова Р.В. Крячко Л.А.	Дослідження структури та деяких властивостей контактних матеріалів контакторів електровозів змінного струму	93
Костин Н.А., Саблин О.И.	Коэффициент мощности электроподвижного состава постоянного тока	97
Панасенко Н.М.	Основні вимоги до нового покоління вітчизняних магістральних електровозів для вантажної і пасажирської поїздної роботи	101
Хворост М.В., Божко В.В.	Силкові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітена з повздожньою лінією живлення	106
Список авторів		110

Ювілеї

Шумилов Ю.А.	До 70-річчя від дня народження	111
--------------	--------------------------------	-----

Інформація

МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2004)		112
Abstracts		113
Перелік публікацій 2004 року		117

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Вартість підписки на рік — 90,96 грн., на квартал — 22,74 грн. Підписний індекс: 01216.

Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук (Перелік №11, Бюлетень ВАК України № 2, 2003 р., с. 4). Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.

ДЖЕЙМС КЛЕРК МАКСВЕЛЛ И ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (0572) 707-68-41, Факс (0572) 707-61-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

Наведено короткий нарис з всесвітньої історії електромагнетизму, який пов'язане з тріумфом фізичних ідей Фарадея і створенням Максвеллом на їх основі теорії електромагнітного поля.

Приведен краткий очерк из всемирной истории электромагнетизма, связанный с триумфом физических идей Фарадея и созданием Максвеллом на их основе теории электромагнитного поля.

*175-летию со дня рождения
Джеймса Клерка Максвелла
посвящается.*

университеты. Максвелл решает посвятить себя физике.

13 июня 1831 года в г. Эдинбурге в шотландской семье лэйрда (лендлорда) родился великий в будущем физик Джеймс Клерк Максвелл [1]. Спустя несколько месяцев 4 октября 1831 года гениальный английский физик Майкл Фарадей (член Лондонского королевского общества, академик Санкт-Петербургской, Парижской и других всемирно известных академий) сделал выдающееся открытие – открытие закона электромагнитной индукции, имевшее и имеющее колоссальное воздействие на мировую физическую науку и электротехнику, без которого немислимы все основные современные способы производства и канализации электроэнергии, новейшие электротранспортные средства передвижения, способы и пути передачи на расстояние электрических сигналов и бытовые технические блага нашей цивилизации. Буквально через несколько дней после своего открытия электромагнитной индукции Фарадей создает первый в мире элементарный электрогенератор [2], в котором воочию воплощается взаимодействие великих сил природы – электричества и магнетизма. Фарадей с интервалом в девять лет (1831–1840 годы) делает величайшие технические открытия, которые производят техническую революцию в жизни человечества – он изобретает принципиальные работоспособные схемы электрогенератора и электродвигателя и тем самым открывает новую эпоху – эпоху электричества. Выходят в свет первые серии многотомного научного труда Фарадея "Экспериментальные исследования по электричеству" [3]. Работы Фарадея приводят к началу разработок и широкому распространению и применению в технике различных электромагнитных устройств. Делаются первые опыты и появляются первые успехи в области электрического телеграфа. Инженеры и техники подумывают о прокладке по дну Атлантического океана электрического кабеля между Европой и Америкой. В физической науке жизненно встает задача по разработке единой теории электромагнетизма.

Но для Максвелла еще не наступило его "звездное время" – пока школа (Эдинбургская академия – гимназия 1841–1847 годы), а затем Эдинбургский (1847–1850 годы) и Кембриджский (1850–1854 годы)



*Джеймс Клерк Максвелл (1831г.–1879г.)
(с гравюры Стодарты).*

Историки науки и библиографы Максвелла отмечают, что неизгладимое впечатление на молодого Максвелла произвел указанный нами выше печатный труд Фарадея [3], практически лишенный математических выкладок, но полный экспериментальных результатов по электромагнетизму и новых физических идей.

Заметим, что к этому времени в мировой физической науке существовало две теории электричества: первая – теория "силовых линий (трубок)" Фарадея и вторая – теория, разработанная великими французскими учеными Кулоном, Ампером, Био, Саваром, Араго и Лапласом. В последней (второй) теории исходной точкой являлось представление о "дальнодействии" – мгновенном действии на расстоянии одного физического тела на другое без промежуточной среды. Теория великих французов была прекрасно оформлена математически и имела изящный вид. Воззрения Фарадея в корне расходились с такими представлениями ученых французской физической школы. Фарадей был убежден в том, что "материя не может

действовать там, где ее нет" [2]. Среду, через которую передается воздействие от одного физического тела к другому, Фарадей впервые называет словом "поле". Это "поле", по его мнению, пронизано "магнитными и электрическими силовыми линиями". Однако сторонники концепции "мгновенного дальнего действия" не принимают всерьез теоретических построений Фарадея, хотя восхищаются результатами его экспериментальных исследований в области электрических и магнитных явлений.

Именно в это время с 1856 года Максвелл и начинает свою упорную и многолетнюю борьбу за теорию Фарадея. Вчитываясь в фарадеевские материалы «Экспериментальных исследований по электричеству» [3], Максвелл приходит к выводу, что упреки французских физиков в «нематематических воззрениях» Фарадея были поверхностными и несправедливыми. Позже Максвелл напишет: "Когда я стал углубляться в изучение работ Фарадея, я заметил, что метод его понимания тоже математичен, хотя и не представлен в условной форме математических символов. Я также нашел, что его метод может быть выражен в обычной математической форме и таким образом может быть сопоставлен с методами признанных математиков" [3]. Не форма представления Фарадеем своих научных материалов волновала Максвелла. В трудах Фарадея его интересовали прежде всего новые прогрессивные физические воззрения на явление электромагнетизма. Максвелл полностью принимает фарадеевскую концепцию "поля". Присоединяется он и к "силовым линиям" Фарадея [4]. "Не следует смотреть на эти линии как на чисто математические абстракции. Это – направления, в которых среда испытывает натяжение, подобное натяжению веревки" – считает Максвелл [5]. Эта научная работа в 1856 году стала первой статьей Джеймса Клерка Максвелла по электричеству. Максвелл, как и Фарадей, целиком принимает идею великого французского физика Ампера о круговом магнитном поле, окружающем проводник с электрическим током.

Максвелл это положение для среды (проводника и окружающего его пространства) записывает в математической форме в виде следующего дифференциального уравнения:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta}, \quad (1)$$

где \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля; $\vec{\delta}$ – вектор плотности электрического тока, в который Максвелл включает и "ток смещения", связанный со смещением электрических зарядов в проводящих и непроводящих средах.

Заметим, что в (1) Максвелл вместо символа "rotor" – вихрь пользовался словом "curl" – завихор с тем же математическим значением. Физический смысл выражения (1) может быть легко понят и неспециалистом: операция rot показывает в данном случае, что вектор \vec{H} вращается вокруг вектора $\vec{\delta}$. Уравнение (1) свидетельствует о том, что магнитное поле создается током. Это является обобщением и дополнением электродинамики Ампера.

Максвелл, используя представление Фарадея о природе электромагнитной индукции – возникновении электричества в контуре, число магнитных "силовых линий" в котором изменяется то ли вследствие относительного движения контура и магнита, то ли вследствие изменения во времени t магнитного поля, после многолетних трудов и научных поисков записывает такое дифференциальное уравнение:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2)$$

где \vec{E} – вектор напряженности электрического поля; \vec{B} – вектор индукции магнитного поля.

В (2) математическая операция rot означает вращение вектора \vec{E} и охват им некоторого источника, которым в нашем случае является изменяющееся

во времени t магнитное поле с индукцией \vec{B} . В контуре, охватывающем источник изменяющегося магнитного поля, наводится электродвижущая сила, а в пространстве возникает новое электрическое поле. Знак "минус" в правой части выражения (2) показывает, что направление возникающего в замкнутом контуре из-за электромагнитной индукции тока таково, что последний (ток) препятствует изменению в нем (контуре) магнитного потока $\dot{O} = \int_{S_k} \vec{B} d\vec{s}_k$, где

S_k – площадь контура, пронизываемая магнитным полем. Таким образом, уравнение (2) отражает закон электромагнитной индукции Фарадея – возникновение электрического поля за счет изменения индукции магнитного поля. Любое изменение магнитного поля приводит в соответствии с (2) к возникновению в пространстве вихревого электрического поля.

Согласно воззрениям Фарадея и Максвелла "электрические силовые линии" начинаются и кончаются на электрических зарядах, являющихся источниками электрического поля. "Магнитные силовые линии" относительно проводника с током располагаются кольцеобразно, а у колец, как известно, нет ни начала, ни конца. Поэтому "магнитные силовые линии" проводника с током не могут где-то начинаться и где-то кончаться – они замкнуты сами на себя. Известно, что в математике для обозначения такой ситуации с источниками поля применяется операция дивергенции (div), так как дивергенция является мерой источника. В этой связи Максвелл уравнения (1) и (2) дополняет нижеследующими двумя уравнениями:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho; \quad (3)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (4)$$

где $\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ – вектор электрической индукции; $\vec{B} = \mu \vec{H}$; ϵ, μ – соответственно диэлектрическая и

магнитная проницаемости среды; ρ – объемная плотность электрических зарядов.

Физически выражения (3) и (4) означают, что "силовые линии" электрического поля кончаются на электрических зарядах, плотность которых равна ρ , а "силовые линии" магнитного поля не заканчиваются нигде, так как они замкнуты сами на себя и всюду непрерывны. Выражения (1)–(4) и составляют всемирно известные уравнения Максвелла для проводящих и непроводящих сплошных сред, которые для каждого из конкретных случаев их (сред) технической реализации дополняются соответствующими граничными и начальными условиями. Система научных взглядов, которая легла в основу уравнений (1)–(4), получила в физике и электротехнике название максвелловской теории электромагнитного поля, которой Джеймс Клерк Максвелл посвятил практически половину своей непродолжительной жизни, оборвавшейся от тяжелой болезни 5 ноября 1879 года. Следует отметить тот факт, что вышеприведенные четыре уравнения Максвелла (1)–(4) в указанной компактной форме записи, употребляемой электрофизиками и электротехниками и до сих пор, самим Максвеллом вначале представлялись в виде двенадцати уравнений [6], которые в свое время были "расчищены" от второстепенных соотношений известными учеными-электротехниками Герцем и Хевисайдом и сокращены до четырех – самых важных.

Теория электромагнитного поля Максвелла продемонстрировала триумф физических идей Майкла Фарадея, касающихся электромагнетизма. По меткому и образному выражению знаменитого американского физика Роберта Милликена "Максвелл облек плебейски обнаженные представления Фарадея в аристократические одежды математики" [2]. Еще в 1861 году Максвелл показал, что "свет есть электромагнитное возмущение". Максвелл считал, "что точно так же, как существуют излучения световые, должны существовать и излучения электромагнитные". Тридцатилетний Максвелл медленно, но планомерно подходит к великому открытию – открытию идентичности световых и электромагнитных волн, а затем и к своему величайшему открытию – к электромагнитной теории света. В статье "Динамическая теория" Максвелл впервые использовал термин "электромагнитное поле". Предложенную в этой статье теорию он называет "теорией электромагнитного поля", содержащей в развернутом виде и так называемые сейчас в электродинамике уравнения Максвелла. Тем самым Джеймс Клерк Максвелл прибавляет к веществу – известному тысячелетия виду материи еще один ее ранее неизвестный вид – электромагнитное поле. В 1864 году из-под пера тридцатитрехлетнего Максвелла впервые появились слова "электромагнитные волны". Создав новую теорию электромагнетизма – теорию электромагнитного поля и изложив ее в завершенном виде в своем известном научном труде "Трактат об электричестве и магнетизме" [6], Максвелл понял, что электромагнитное поле в пространстве распространяется в виде поперечных электромагнитных волн.

В предсказании электромагнитных волн Максвелл обогнал свое время. Он не мог знать того, что еще в 1832 году Майкл Фарадей оставил в Лондонском королевском обществе для хранения в архиве запечатанный конверт с надписью "Новые воззрения, подлежащие в настоящее время хранению в архивах Королевского общества" [1,3]. Лишь через сто шесть лет в 1938 году этот конверт был вскрыт английскими учеными. На пожелтевшем листке, находившемся в конверте, содержались слова и мысли, потрясшие всех собравшихся. Оказалось, что уже Фарадей ясно представлял себе то, что "индуктивные явления распространяются в пространстве с некоторой скоростью в виде волн". Майкл Фарадей на этом бумажном листке 12 марта 1832 года написал: "Я пришел к заключению, что на распространение магнитного воздействия требуется время, которое, очевидно, окажется весьма незначительным. Я полагаю также, что электрическая индукция распространяется точно таким же образом. Я полагаю, что распространение магнитных сил от магнитного полюса похоже на колебания взволнованной водной поверхности. По аналогии я считаю возможным применить теорию колебаний к распространению электрической индукции. В настоящее время, насколько мне известно, никто из ученых, кроме меня, не имеет подобных взглядов" [2].

История подтвердила правоту этих и других интуитивных догадок, предположений и умозаключений Майкла Фарадея, касающихся явлений электричества и магнетизма. Научные работы и достижения в области электромагнетизма как Фарадея, так и Максвелла выдержали самые суровые испытания – испытания временем. Нильс Бор, выдающийся физик двадцатого столетия, предложивший миру жизнеспособную модель атома вещества, на 100 – летнем юбилее Джеймса Клерка Максвелла в 1931 году сказал: "Научный язык Ньютона и Максвелла останется языком физиков на все времена" [1].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Карцев В.П. Максвелл/ Серия: Жизнь замечательных людей.-М.: Молодая гвардия, 1976.-336с.
- [2] Карцев В.П. Приключения великих уравнений.-М.: Знание, 1978.-224с.
- [3] Боев В.М. К 175-летию опубликования первой серии "Экспериментальных исследований по электричеству" Майкла Фарадея// Электротехника і електромеханіка.-2004.-№3.-С.5-7.
- [4] Максвелл Д.К. О фарадеевских силовых линиях.-М.: 1907.
- [5] Максвелл Д.К. О фарадеевских линиях силы// Труды Кембриджского философского общества.-1856.-том 10.-56с.
- [6] Maxwell J.C. A treatise on electricity and magnetism, vol. II, Clarendon Press, Oxford, 1873.

Поступила 01.11.2004

ПРОЯВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ

Беспрозванных А.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

Перехід з традиційних електричних кабелів зв'язку на оптичні примусив розглянути питання, пов'язані з нелінійними ефектами в волокні при розповсюдженні оптичного випромінювання.

Переход с традиционных электрических кабелей связи на оптические заставил рассмотреть вопросы, связанные с нелинейными эффектами в волокне при распространении оптического излучения.

ВВЕДЕНИЕ

Нелинейные эффекты в волокне обусловлены нелинейной зависимостью силы от расстояния между основными атомами в кварце Si-O и атомами примесей O-H (гидроксиды воды). В результате валентные колебания атомов (направленные вдоль связи) становятся несинусоидальными: в спектре поглощения наблюдаются, кроме основной частоты f_{ϕ} , также поглощения на частоте $2 \cdot f_{\phi}$ (второй обертоном), $3 \cdot f_{\phi}$ (третий обертоном) и т.д. Появляется также комбинационное поглощение на частотах $2 \cdot f_{\phi} + f_{\kappa}$, $2 \cdot f_{\phi} + 2 \cdot f_{\kappa}$, $3 \cdot f_{\phi} + 3 \cdot f_{\kappa}$, где f_{ϕ} - фундаментальная частота поглощения основной примеси в кварцевом волокне - гидроксильной группы (OH), f_{κ} - фундаментальная частота поглощения основы кварцевого волокна (Si-O) [1-2].

Именно понимание механизма поглощения в области длин волн $0,8 - 1,55$ мкм, обусловленное нелинейным эффектом колебаний, позволило создать оптические волокна с затуханием менее $0,2$ дБ/км путем удаления примесей гидроксидов.

Введение же примесей редкоземельных металлов, нелинейные колебания которых происходят в том же диапазоне длин волн, привело к нелинейным эффектам, на основе которых были созданы оптические усилители на волокнах [3-9].

Цель статьи - анализ нелинейных явлений в оптических волокнах, связанных как с примесями, так и с самой основой волокна при распространении оптического излучения.

1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ, СВЯЗАННЫЕ С ПРИМЕСНЫМИ ГИДРОКСИЛЬНЫМИ ГРУППАМИ

С первыми признаками нелинейных эффектов (НЭ) в оптическом волокне (ОВ) велась решительная борьба. Они, как выяснилось, были причиной высокого (до 20 дБ/км) затухания. Хотя Као и Хокэм - сотрудники Standard Telecommunication Labs (Великобритания, 1966 г.) - считали, что даже с таким уровнем затухания ОВ будут вытеснять электрические кабели связи, поэтому содержание вредных примесей гидроксидов старались уменьшить. В результате фирме Corning в 1979 г. удалось получить волокна с затуханием $0,2$ дБ/км на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм.

Фундаментальная частота f_{ϕ} колебаний межатомной связи O-H соответствует $2,73$ мкм (волновое число $\nu = 1/\lambda = 3\ 600$ 1/см). Нелинейная зависимость квазиупругой силы от расстояния приводит к ангармоничности колебаний связи OH⁻ в кварцевом волок-

не. В спектре появляются полосы поглощения, связанные с первой, второй ($2 \cdot f_{\phi}$), третьей ($3 \cdot f_{\phi}$) гармониками (обертонами). В свою очередь взаимодействие этих колебаний с колебаниями связи Si-O (которая сама по себе проявляется на длине волны $12,5$ мкм) приводит к появлению в спектре дополнительных полос поглощения, соответствующих комбинационным частотам $2 \cdot f_{\phi} + f_{\kappa}$, $2 \cdot f_{\phi} + 2 \cdot f_{\kappa}$ (табл.1).

Таблица 1
Полосы поглощения гидроксидов OH⁻

Резонансная длина волны λ , мкм	1,39	1,24	1,13	0,95	0,88
Частоты	$2 \cdot f_{\phi}$	$2 \cdot f_{\phi} + f_{\kappa}$	$2 \cdot f_{\phi} + 2 \cdot f_{\kappa}$	$3 \cdot f_{\phi}$	$3 \cdot f_{\phi} + 3 \cdot f_{\kappa}$
Поглощение за счет присутствия OH ⁻ (концентрация 10^{-6}) дБ/км	65	2,3	0,1	1,0	0,05

Поэтому для волокон, работающих в диапазоне длин волн $\lambda = 0,8 - 1,55$ мкм, концентрация водяных паров должна быть не более 10^{-9} (1 миллиграмм воды на 1 тонну кварца). Тогда можно использовать и так называемое 5-е окно прозрачности - в диапазоне от $1,325$ до $1,450$ мкм (рис.1), что принято в широкополосной системе плотного волнового мультиплексирования (DWDM).

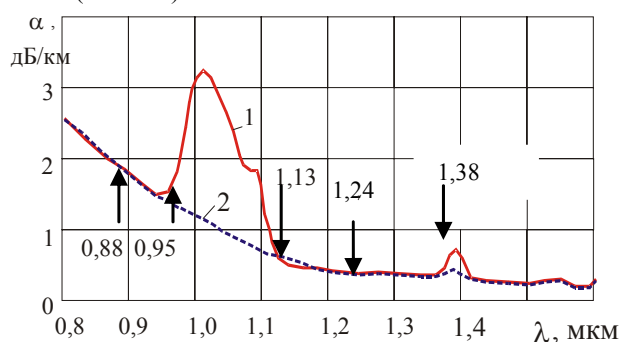


Рис.1 Спектральные зависимости коэффициента затухания кварцевых волокон: 1 - с примесями гидроксидов OH⁻; 2 - без них (содержание 10^{-9})

В оптическом кабеле волокно надежно защищают от влаги первичное и вторичное защитные покрытия, гидрофобные гели, водоблокирующие и водонабухающие пленки и нити, промежуточная и защитная оболочки.

2. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ, СВЯЗАННЫЕ С КВАРЦЕВОЙ ОСНОВОЙ ОВ

Одномодовые оптические волокна с очень низкими потерями являются основой для создания протяженных широкополосных систем связи. Диаметр ($2a$) сердцевин таких волокон на порядок меньше, чем у многомодовых ОВ и составляет 5 – 8 мкм (в зависимости от рабочей длины волны). Одномодовые ОВ работают с полупроводниковыми лазерами, мощность излучения которых ($P_{\text{ввод}}$) выше, чем у светодиодов, используемых с многомодовыми ОВ. Поэтому в одномодовом ОВ легче возникают условия для проявления эффектов нелинейной поляризации кварца.

Поляризуемость диэлектрика P пропорциональна напряженности поля E только в слабых электрических полях. В сильных полях, характерных для сердцевин ОВ при работе с лазерами, поляризуемость зависит от E нелинейно:

$$P = \chi^{(1)} \cdot E + \chi^{(2)} \cdot E + \chi^{(3)} \cdot E + \chi^{(4)} \cdot E + \dots \quad (1)$$

Первый нелинейный член $\chi^{(2)} \cdot E^2$ в изотропных материалах и кристаллах с центром симметрии равен нулю (Он связан с генерацией второй гармоники).

Все нелинейные эффекты, проявляющиеся в кварцевых оптических волокнах, связаны с нелинейностью третьего порядка $\chi^{(3)} \cdot E^3$. Эти эффекты можно разделить на два класса. Они отличаются тем, колеблется ли наведенная поляризация с частотой падающего поля ω или нет. К первому классу относятся так называемые самоиндуцированные эффекты, которые описываются с помощью нелинейного показателя преломления (оптический эффект Керра). Ко второму классу относятся вынужденное рассеяние Манделштама – Бриллюэна (ВРМБ), вынужденное комбинационное рассеяние – рассеяние Рамана (ВКР), четырехволновое смешивание.

Кварц имеет низкую нелинейную восприимчивость $\chi^{(3)}$. Но при большой протяженности одномодовых ОВ нелинейные эффекты накапливаются и становятся явно выраженными [8].

В протяженных волоконно-оптических системах связи нелинейные ВРМБ, ВКР являются ограничивающим фактором для мощности, вводимой в сердцевину одномодового волокна. В обоих случаях в результате таких нелинейных эффектов в волокне распространяются три волны: падающая (волна накачки), сигнальная (Стоксовская или Манделштам – Бриллюэновская) и волна, связанная либо с колебательным возмущением молекул среды, либо со звуковой волной. В результате взаимодействия часть энергии, которая вначале содержится в волне накачки, постепенно преобразуется в сигнальную волну, распространяющуюся в случае ВКР в прямом и обратном направлениях. В случае ВРМБ сигнальная волна распространяется только в обратном направлении.

Вынужденное комбинационное рассеяние наблюдается при использовании широкополосных лазеров. Пороговое значение мощности накачки $P_{\text{порог}}$ для ВКР составляет 1 Вт (30 дБм). При $P \geq P_{\text{порог}}$ нелинейный эффект ВКР становится доминирующим в волокне.

ВРМБ наблюдается при использовании узкопо-

лосных лазеров. Пороговое значение мощности накачки $P_{\text{порог}}$ для ВРМБ составляет 10 мВт. При $P \geq P_{\text{порог}}$ значительная часть интенсивности волны накачки, распространяющейся вперед, преобразуется в распространяющуюся назад сигнальную волну. Мощности этой волны может быть достаточно для “встряски” электронов лазера и генерации импульса. А это приводит к появлению ошибки в системе. (Для синхронных цифровых сетей (SDH) вероятность ошибки должна быть не выше 10^{-9} .)

Таким образом, как ВКР, так и ВРМБ, являются нежелательными нелинейными эффектами в оптических волокнах протяженных волоконно-оптических систем. Для их уменьшения необходимо уменьшать мощность водимого сигнала либо увеличивать диаметр сердцевин волокон.

Одномодовые оптические волокна работают в одномодовом режиме при значении нормализованной частоты $V < 2,405$. Нормализованная частота V связана с диаметром сердцевин $2 \cdot a$, длиной волны λ и числовой апертурой волокна $NA = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}$ выражением:

$$V = \frac{2 \cdot \pi \cdot a}{\lambda} \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}, \quad (2)$$

где n_1, n_2 - значения показателей преломления сердцевин и светотражающей оболочки соответственно.

Поэтому увеличение диаметра сердцевин $2a$ при сохранении одномодового режима возможно только путем создания волокон с определенным профилем показателя преломления.

3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭФФЕКТЫ ДЛЯ УСИЛЕНИЯ СИГНАЛА

Отрезки оптического волокна, в которых с помощью мощного дополнительного лазера накачки индуцируются нелинейные эффекты, могут использоваться в качестве оптических усилителей. Диаметр сердцевин волокон таких усилителей уменьшают до 2 – 4 мкм. Это приводит к росту напряженности поля и усилению доли нелинейной поляризации. Известны три разновидности усилителей на оптических волокнах.

1) Усилители с использованием бриллюэновского рассеяния.

За счет явления электрострикции наблюдается изменение геометрических размеров одномодового ОВ на основе кварца. Возникают упругие тепловые когерентные волны. Интерференция упругих волн приводит к появлению узлов (волны в противофазе) и пучностей (волны в одинаковой фазе). В результате образуются локальные неоднородности плотности, на которых и происходит рассеяние волны накачки. В спектре излучения появляется новая волна, частота которой соответствует частоте основного информационного сигнала. Коэффициент усиления таких усилителей составляет 30 дБ. Однако они не дают возможности усиливать одновременно несколько сигналов, что необходимо для технологии волнового мультиплексирования (WDM).

2) Усилители на волокне с использованием комбинационного (Рамановского) рассеяния.

За счет комбинационного рассеяния света, связанного с колебательными и вращательными перехо-

дами рассеивающих молекул, в спектре появляются волны меньшей и большей частоты, чем несущая частота лазера накачки. Волны большей частоты (меньшей длины волны) называются *антистоксовыми*. Волны меньшей частоты (большей длины волны) называются *стоксовыми*. При использовании в качестве источника света лазера с длиной волны $\lambda = 1,06$ мкм (Nd: YAG) в одномодовом ОВ появляются стоксовские световые волны на длинах 1,12, 1,18, 1,24 и 1,31 мкм (рис. 2). Разнос между несущими равен 60 нм. Усилитель на основе такого волокна и лазера накачки может использоваться только в технологии WDM.

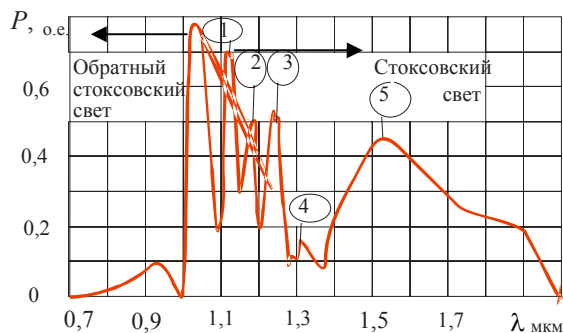


Рис.2 Спектр рамановского рассеяния в оптическом волокне: 1 – 5 - характерные максимумы стоксовского рассеяния при возбуждении волокна на длине волны 1,06 мкм

3) Усилители на примесных волокнах.

В чистом кварце ширина запрещенной зоны ΔE для электронов (разность энергий зоны проводимости и зоны валентных электронов) составляет 8,9 эВ:

$$\Delta E = h \cdot \nu \quad (3)$$

где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с - постоянная Планка, ν - частота электронных переходов.

Соответствующая длина волны λ равна: $\lambda = v_{\text{ф}} \cdot t = v_{\text{ф}} / \nu = (c \cdot h) / (\Delta E \cdot n) = (3 \cdot 10^8 \cdot 6,626 \cdot 10^{-34}) / (8,9 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,5) = 0,09$ мкм = 90 нм. Она лежит в ультрафиолетовом диапазоне. Ионные резонансы связи Si–O соответствуют длине волны $\lambda = 9$ мкм.

Создание широкополосных усилителей на основе кварца возможно только при уменьшении ширины запрещенной зоны. Это достигается введением примесей. Только редкоземельные металлы – лантаноиды дают возможность получать пики поглощения и соответственно излучения на тех же длинах волн, на которых работают оптические волокна на основе кварца. Введение примесей создает активную, по сути лазерную, структуру. Двухуровневая или трехуровневая модель взаимодействия матрицы (кварца) и примеси зависит от длины волны (рис. 3). Наиболее предпочтительным редкоземельным металлом является *эрбий*. Ионы эрбия имеют пики поглощения в диапазоне длин волн 0,532; 0,660; 0,808; 0,980 и 1,480 мкм.

Поэтому источники накачки должны работать на этих длинах волн. Межатомное взаимодействие приводит к уширению уровней основного (базового), возбужденного (верхнего) и промежуточного (нижнего) состояний. В оптических усилителях на волокнах, легированных эрбием (EDFA), наиболее широкая зона усиления от 1,530 до 1,560 мкм достигается при длине волны лазера накачки 0,980 мкм. При этом создается

трехуровневая структура. Применение лазеров на длину волны 1,480 мкм приводит к образованию двухуровневой структуры и, как следствие, менее эффективно. Введение совместно с эрбием *иттербия* позволяет расширить спектр поглощения в области 0,7 – 1,1 мкм. Для таких усилителей применяются более мощные лазеры накачки на длину волны 1,053 мкм. Основной недостаток усилителей EDFA на основе кварца – неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). В окрестности длины волны 1,540 мкм имеется "завал" (рис. 4а). Для преодоления этого недостатка при плотном волновом мультиплексировании (DWDM) могут использоваться усилители на волокнах без содержания кислорода, в частности, на фтор-цирконатной основе. Равномерность АЧХ (рис. 4б) в данном случае объясняется тем, что фтор-цирконатная основа способна поглотить больше эрбия, чем кварцевая, нелинейные эффекты в ней будут выражены сильнее.

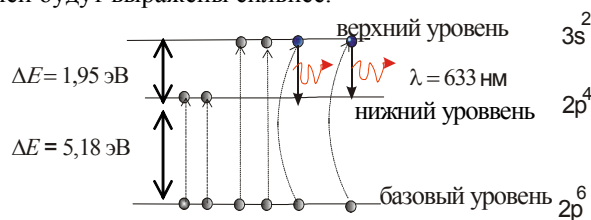


Рис.3 Трехуровневая энергетическая модель активной оптической среды (неона в гелий-неоновом лазере)

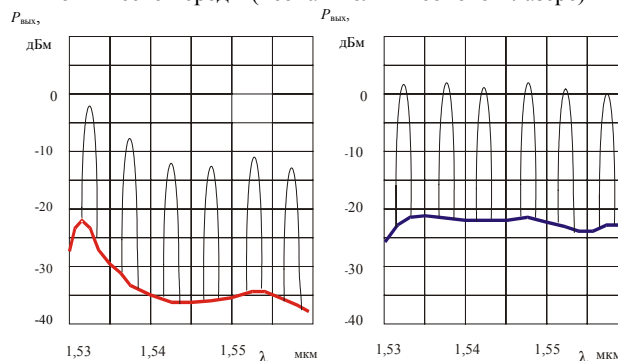


Рис.4 Типичные амплитудно-частотные характеристики усилителей на легированных эрбием волокнах: а) на кремневой основе ("завал" в области 1,54 мкм); б) на фтор-цирконатной основе

4. НЕЛИНЕЙНЫЙ ЭФФЕКТ ЧЕТЫРЕХВОЛНОВОГО СМЕШИВАНИЯ

Он проявляется при использовании технологии волнового мультиплексирования (WDM) в волоконно-оптических системах связи на одномодовых волокнах. Волновое мультиплексирование означает, что волокно работает на нескольких несущих – длинах волн. В начале это были две длины волн - 1,31 (второе окно прозрачности) и 1,55 мкм (третье окно прозрачности). Разнос несущих составлял 1,55 – 1,31 = 0,24 мкм. Это дало возможность увеличить емкость системы в два раза. При использовании технологии плотного волнового мультиплексирования (DWDM) разнос несущих составляет 0,002 мкм = 2 нм. В качестве волокон использовались одномодовые волокна с *нулевой смещенной дисперсией* (DSF). Эти волокна

имеют минимальное затухание и минимальную хроматическую дисперсию на длине волны 1,55 мкм.

Хроматическая дисперсия связана с тем, что источник оптического излучения излучает не одну длину волны λ (частоту ω), а несколько длин волн. Это приводит к появлению дисперсии: *материальной* и *волноводной*. Материальная дисперсия обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны в дисперсионной среде (рис. 9). Волноводная дисперсия – зависимостью постоянной распространения β_{11} моды от длины волны. В одномодовых оптических волокнах большая часть мощности волны распространяется в сердцевине с показателем преломления n_1 , а меньшая – в светоотражающей оболочке с показателем преломления n_2 . Причем $n_1 > n_2$. Характер зависимости этих составляющих разный.

Материальная дисперсия с ростом длины волны уменьшается, меняя знак с “+” на “-” на длине волны $\lambda_{0m} \approx 1,26$ мкм – длине волны *нулевой материальной дисперсии* (для волокна на основе 100% SiO₂). Волноводная дисперсия с ростом длины волны растет, т.к. все большая доля мощности волны распространяется в светоотражающей оболочке. Чем меньше диаметр сердцевины, тем больше волноводная дисперсия.

Компенсация указанных составляющих дисперсии происходит для волокон на основе кварца на длине волны $\lambda \approx 1,31$ мкм – длине волны *нулевой хроматической дисперсии*. Длина волны $\lambda \approx 1,3$ мкм является вторым окном прозрачности для волокон на основе кварца.

Сдвинуть дисперсионный минимум в область больших длин волн возможно за счет выбора профиля показателя преломления и диаметра сердцевины. В оптическом волокне со *смещенной дисперсией* дисперсионный минимум наблюдается на длине волны $\lambda = 1,55$ мкм. На этой длине волны коэффициент затухания α также минимален. Изменение хроматической дисперсии в окне 1,55 мкм составляет 3,5 пс/нм·км. Это значит, что при использовании полупроводникового лазера с шириной спектра 1 нм увеличение длительности сигнала составит всего 3,5 пс на 1 км. На протяжении многих лет такое ОВ считалось самым перспективным. Но применение его в технологии WDM с усилителями на ОВ, легированных эрбием, привело к появлению нежелательных нелинейных эффектов – *четырёхволновому смешиванию*.

Волна распространяется с групповой скоростью. Именно с ней связан перенос максимума мощности волны. В дисперсионной среде групповая скорость не равна фазовой. Фазовая скорость связана со скоростью распространения фазы $v_\phi = \omega/k$. В среде с показателем преломления n она в n раз меньше, чем в вакууме. (В вакууме фазовая скорость равна $c = 3 \cdot 10^8$ м/с). Поэтому в кварце ($n = 1,5$) фазовая скорость в 1,5 раза меньше, чем в вакууме, и составляет $2 \cdot 10^8$ м/с.

Групповая скорость определяется как $v_{гр} = d\omega/dk$, где $k = 2 \cdot \pi \cdot n/\lambda$ – модуль волнового вектора в среде. Вблизи длины волны нулевой хроматической дисперсии фазовые показатели преломления несущих отличаются не существенно. Поэтому для сигналов с несущими частотами ω_1 и ω_2 , расположенными сим-

метрично относительно длины волны нулевой дисперсии, групповые скорости будут различаться также не существенно. В такой ситуации фазовый синхронизм будет практически выполняться. Поэтому генерируются две боковые гармоники разностных частот: *стоксова* – $(2\omega_1 - \omega_2)$ и *антистоксова* – $(2\omega_2 - \omega_1)$ (рис. 5). Соответственно мощность несущих волн перераспределяется между двумя дополнительными гармониками. В результате резко возрастает шум при распространении многоканального сигнала.

Для уменьшения эффекта четырехволнового смешивания в одномодовое оптическое волокно со смещенной дисперсией (DSF) необходимо вводить сигналы меньшей мощности, увеличивать расстояние между каналами и избегать передачи парных каналов, симметричных относительно длины волны нулевой дисперсии. Оптимальным решением является использование оптического волокна с ненулевой смещенной дисперсией (NZDF). Хроматическая дисперсия в таком волокне имеет повышенное значение в диапазоне длины волны 1,550 мкм. Длина волны нулевой хроматической дисперсии вынесена за пределы работы оптического усилителя на волокне, легированном эрбием. В таком случае условие фазового синхронизма выполняться не будет. Значит, и четырехволновое смешивание также проявляться не будет.

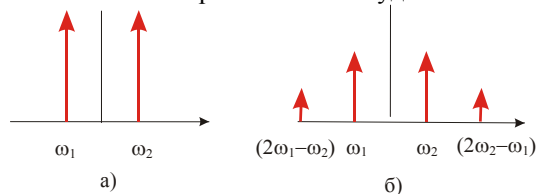


Рис.5 Эффект четырехволнового смешивания а) в линейной среде; б) в нелинейной среде

В волокне TeraLight (фирма ALCATEL) хроматическая дисперсия составляет 8,0 пс/нм·км на длине волны $\lambda = 1,550$ мкм, 8,9 пс/нм·км на $\lambda = 1,565$ мкм и 10,9 пс/нм·км на $\lambda = 1,600$ мкм. За счет увеличенного до $9,2 \pm 0,5$ мкм диаметра модового поля удалось увеличить мощность оптического сигнала в системе, улучшить соотношение сигнал – шум и увеличить расстояние между усилителями в сети со скоростью передачи 10 Гбит/с (STM- 64).

5. ГЕНЕРАЦИЯ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ СОЛИТОНОВ В ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ

Одним из самых перспективных нелинейных эффектов для обеспечения передачи информационных сигналов без регенераторов в волокне является создание условий для распространения солитона. *Солитон* – нелинейный процесс распространения волн, при котором его форма не испытывает дисперсионных искажений. Для генерации и распространения солитона в сердцевине оптического волокна необходимо выполнение ряда условий.

В области слабых световых полей наблюдается линейная поляризация связанных зарядов материала сердцевины. В этом случае поведение связанного электрона описывается с помощью модели Друде – классического гармонического осциллятора. Поляри-

зуюмость α , диэлектрическая проницаемость ϵ и фазовый показатель преломления n не зависят от напряженности поля.

В области сильных световых полей связанный электрон рассматривается как ангармонический осциллятор. Поляризуемость α , диэлектрическая проницаемость ϵ и фазовый показатель преломления n зависят от напряженности внешнего поля.

Для изотропных материалов и кристаллов с центром симметрии характерен нелинейный эффект третьего порядка. Значение напряженности внешней электромагнитной волны, при которой линейный и нелинейный отклики равнозначны, обратно пропорционально кубичной диэлектрической восприимчивости $\chi^{(3)}$:

$$1/E_{\text{внешн}} \cong \chi^{(3)} \quad (4)$$

Значение $\chi^{(3)}$ для кварца очень мало и составляет $\approx 10^{-22}$. Поэтому для наблюдения заметных нелинейных эффектов в сердцевине оптического волокна необходимы сильные световые поля или специальные легирующие примеси, которые увеличивают естественную нелинейность кварца (рис. 6).

Показатель преломления в области сильных световых полей складывается из обычного линейного фазового показателя преломления и нелинейного. Последний зависит от свойств среды (рис. 6) и напряженности $E_{\text{внешн}}$ (интенсивности $I_{\text{внешн}}$) поля (рис. 7) (оптический эффект Керра):

$$n = \sqrt{\epsilon_{\text{лн}}(\lambda)} \pm \sqrt{\left(\frac{3}{4} \cdot \chi^{(3)} \cdot E_{\text{внешн}}^2\right)} = n_{\text{лн}}(\lambda) \pm \Delta n_{\text{нл}} \cdot E_{\text{внешн}}^2 = n_{\text{лн}}(\lambda) \pm n_{\text{нл}} \quad (5)$$

$\Delta n_{\text{нл}} \propto i^2 / A^2$

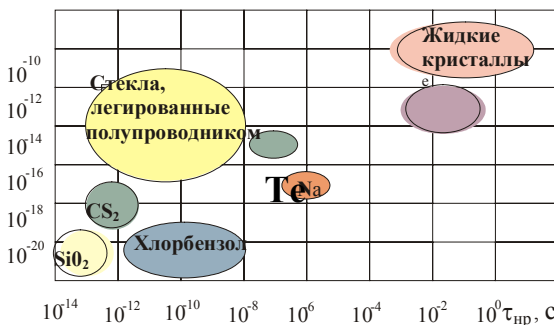


Рис. 6 Связь нелинейной составляющей показателя преломления разных материалов со временем установления нерезонансной поляризации

Для материалов на основе кварца нелинейная добавка $\Delta n_{\text{нл}}$ к показателю преломления имеет положительный знак: $n = n_{\text{лн}}(\lambda) + n_{\text{нл}}$ и составляет $\approx 10^{-22} \text{ м}^2/\text{В}^2$. При распространении сильной световой волны в однородной сердцевине одномодового оптического волокна будет наблюдаться наведенная неоднородность (аналог градиентного волокна) в силу распределения напряженности моды HE_{11} в поперечном сечении оптического волокна (рис. 7). Волокно работает как фокусирующая линза (рис. 8).

При критической (пороговой) мощности $P_{\text{пор}}$ све-

товой волны будет наблюдаться баланс между дифракционной расходимостью и рефракцией поля моды HE_{11}

$$P_{\text{пор}} = \epsilon_0 \cdot c \cdot \pi \cdot \frac{(1,22 \cdot \lambda)^2}{64 \cdot \Delta n_{\text{нл}}} \quad (6)$$

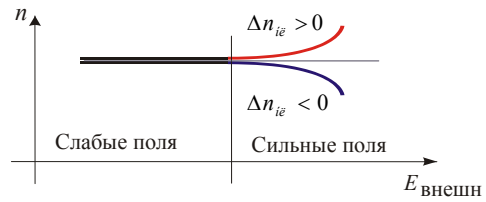


Рис. 7. Качественные зависимости показателя преломления n от напряженности поля ($E_{\text{внешн}}$) с разным характером нелинейности

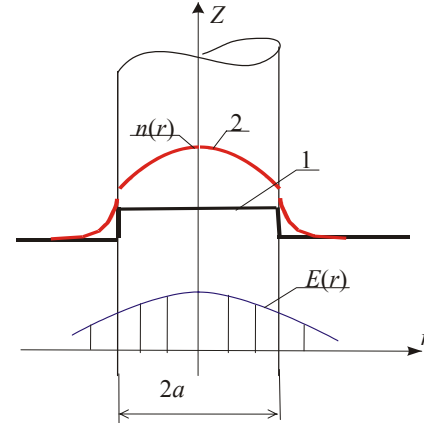


Рис. 8. Распределение показателя преломления $n(r)$ в сердцевине волокна в области слабых (1) и сильных (2) полей; $E(r)$ – характер распределения напряженности

В этом случае форма импульса остается неизменной. Отсутствует дисперсионное увеличение длительности световых импульсов. Пороговая мощность зависит от длины волны и свойств среды распространения. Чем больше длина волны, тем меньшее значение пороговой мощности требуется для достижения солитонного режима. Чем больше естественная нелинейность среды $\Delta n_{\text{нл}}$, тем меньшее значение пороговой мощности необходимо для генерации солитона.

При мощности световой волны $P < P_{\text{пор}}$ дифракционная расходимость доминирует над рефракцией. Световой пучок расширяется.

При $P > P_{\text{пор}}$ рефракция доминирует над дифракционной расходимостью. Световой пучок сжимается [Это явление используется для создания компрессоров на основе одномодовых оптических волокон (сжатия световых пучков)]. При увеличении мощности волны процесс может завершиться световым пробоем.

В процессе распространения световой волны с пороговым значением мощности $P_{\text{пор}}$ в сердцевине одномодового оптического волокна наблюдается эффект фазовой само модуляции. Фаза волны равна:

$$\varphi = (2\pi/\lambda) \cdot n_{\text{лн}} \cdot z - (2\pi/\lambda) \cdot n_{\text{нл}} \cdot z \cdot I_{\text{внешн}} \quad (7)$$

Интенсивность волны изменяется во времени как за счет нестабильности излучения лазера, так и за счет изменения диаметра сердцевины волокна. Это приведет к изменению фазы во времени:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \Delta n_{\text{нл}} \cdot z \cdot \frac{\partial I_{\text{внешн}}}{\partial t} \quad (8)$$

При $\frac{\partial I_{\text{внешн}}}{\partial t} > 0$ лазерный пучок расширяется.

Это возможно в реальном оптическом волокне, диаметр сердцевины которого имеет флуктуации по длине волокна. (Допуски на диаметр модового поля сердцевины одномодового волокна составляют в соответствии с рекомендациями G.652 $(9,0 - 10,0) \pm 10\%$ на длине волны $\lambda = 1,3$ мкм).

Для компенсации расширения светового луча

необходимо, чтобы $\frac{\partial^2 n}{\partial \omega^2} < 0$ ($\frac{\partial^2 n}{\partial \lambda^2} > 0$) (рис.9).

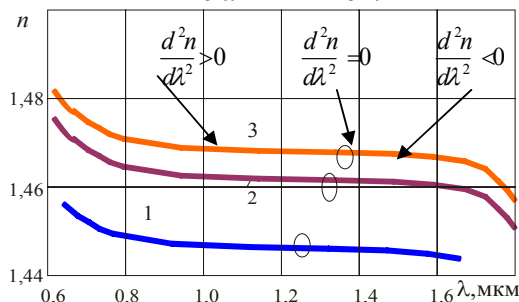


Рис.9 Зависимости фазового показателя преломления от длины волны: 1 – кварц (100% SiO₂), 2 – кварц, легированный P₂O₅ (9,1%), 3 – кварц, легированный GeO₂ (13,5%)

Волокно должно работать в области *аномальной дисперсии*. Для оптических волокон на основе кварца это соответствует длине волны нулевой материальной дисперсии $\lambda_{\text{ом}}$ (вблизи 1,3 мкм). При $\lambda < \lambda_{\text{ом}}$ длинноволновые составляющие (красные) движутся быстрее коротковолновых (синих). При $\lambda > \lambda_{\text{ом}}$ ситуация меняется на противоположную: длинноволновые составляющие движутся медленнее коротковолновых (рис.10). При длине волны $\lambda = \lambda_{\text{ом}}$ длинноволновые (красные) и коротковолновые (синие) будут двигаться с одинаковой скоростью. Поэтому в диапазоне длины волны 1,3 мкм расширение светового пучка за счет увеличения интенсивности волны в месте уменьшения диаметра сердцевины волокна будет компенсироваться аномальной дисперсией.

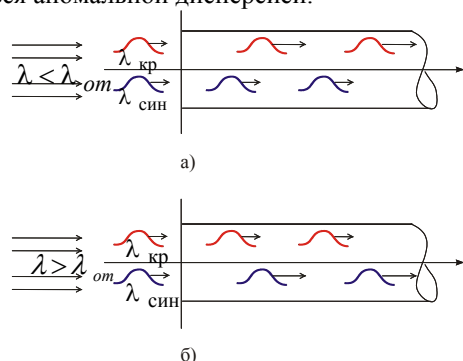


Рис.10 Схематическое изображение явления аномальной дисперсии: а) в области длин волн, меньших нулевой материальной дисперсии; б) в области длин волн, больших нулевой материальной дисперсии

Здесь $\lambda_{\text{кр}}$, $\lambda_{\text{син}}$ – длинноволновая и коротковолновая составляющие импульса, вводимого в волокно
Использование солитонного режима работы оп-

тического волокна обеспечивает передачу сигналов на значительные расстояния без использования регенераторов. Для компенсации потерь при распространении в диссипативной среде – кварце – используются оптические усилители EDFA.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Нелинейные эффекты в оптических волокнах могут быть как вредными, так и полезными. Вред приносят ангармоничные колебания гидроксила воды (самой опасной из примесей в кварцевом волокне), вынужденное рассеяние Манделъштама – Бриллюэна, вынужденное комбинационное рассеяние (рассеяние Рамана), четырехволновое смешивание (в протяженных высокоскоростных волоконно-оптических системах связи).

Введение примесей редкоземельных металлов в кварцевое волокно способствует появлению нелинейных эффектов, позволяющих усиливать сигнал. Использование солитонов позволяет увеличивать скорость передачи информации по оптическому волокну.

Разнообразные проявления нелинейных эффектов, наблюдаемые в оптических волокнах, уникальны в своей совокупности и не имеют аналогов в других отраслях техники.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Справочник по волоконно-оптическим линиям связи. Андрушко Л.М., Вознесенский В.Б., Каток В.Б. и др. – Под редакцией акад. С.В. Свечникова и Л.М. Андрушко. – К.:Тэхника, 1988.- 239 с.
- [2] Гроднев И.И., Ларин Ю.Т., Теумин И.И. Оптические кабели. – М.: Энергоатомиздат, 1990. -173 с.
- [3] Бломберген Н. Нелинейная оптика.- Перевод под редакцией Ахманова С.А., Хохлова Р.В. М.:Мир, 1966.- 424с.
- [4] Ф.Цернике, Дж. Мидвинтер Прикладная нелинейная оптика. – М.: Мир, 1976. – 261 с.
- [5] С.Солимено, Б.Крозиньяни, П. Ди Порто Дифракция и волноводное распространение оптического излучения. –М.: Мир, 1989.- 662 с.
- [6] Крауфорд Ф. Волны: Учебное руководство: Пер. с англ./ Под ред. А.И. Шальникова и А.О. Вайсенберга.- 3-е изд., испр.- М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984.- Берклевский курс физики. – 512 с.
- [7] Бутиков Е.И. Оптика. Учебное пособие для студентов физических специальностей вузов. - 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Невский Диалект; БХВ – Петербург, 2003.- 480с.
- [8] Т. Окуси, К. Окамото, М.Оцу, Х. Нисихара и др. Волоконно-оптические датчики. - Под ред. Т.Окуси: Пер. с япон. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1990. – 256 с.
- [9] Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. – М.:Эко-Трендз, 1998.-267 с.
- [10] Беспрозванных А.В. Нелинейные явления в оптических кабелях. - Информационные технологии: наука, технология, образование. Здоровье.: - Сборник научных трудов ХГПУ. Вып. 6. В четырех частях. Ч.1. – Харьков: Харьк. Гос. Политехн. Ун-т, 1998. – с.465 - 469 567с.

Надійшла 01.06.2004

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИЛОВОГО ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНДУКЦИОННОГО ТИПА С КРИОРЕЗИСТИВНЫМИ ОБМОТКАМИ

Болюх В.Ф. к.т.н., Болюх Е.Г.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Общая электротехника",
тел. (0572) 40-04-27, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua

Запропонована оцінка ефективності силового імпульсного електромеханічного перетворювача індукційного типу на основі величини питомого імпульсу електродинамічної сили. Досліджена ефективність роботи перетворювача, який має якорь у вигляді багатовиткової короткозамкнутої обмотки, при збудженні від джерела постійної напруги, що короткочасно підключається, і ємнісного накопичувача. Визначено вплив криогенного охолодження рідким азотом та головних параметрів обмоток на величину питомого імпульсу електродинамічної сили перетворювача.

Предложена оценка эффективности силового импульсного электромеханического преобразователя индукционного типа на основе величины удельного импульса электродинамической силы. Исследована эффективность работы преобразователя, содержащего якорь в виде многовитковой короткозамкнутой обмотки, при возбуждении от кратковременно подключаемого источника постоянного напряжения и емкостного накопителя. Установлено влияние криогенного охлаждения жидким азотом и основных параметров обмоток на величину удельного импульса электродинамической силы преобразователя.

ВВЕДЕНИЕ

Во многих областях науки и техники используются электромеханические устройства ударного действия с кратковременным рабочим циклом. К ним относятся магнитно-импульсные преобразователи, предназначенные для создания объектов специальных форм, возбуждения силовых импульсов заданного спектра, прессования веществ и объектов, очистки емкостей от остатков различных веществ и др. [1-3]. Основное назначение таких преобразователей заключается в создании значительных электродинамических усилий (ЭДУ) импульсного характера при незначительных перемещениях вторичного якоря. В традиционных силовых электромеханических импульсных преобразователях индукционного типа (ЭИПИТ), имеющих, как правило, дисковую конфигурацию, обмотка возбуждения (ОВ) индукционно взаимодействует с вторичным электропроводящим коаксиально расположенным якорем, выполненным в виде плотно намотанной короткозамкнутой многовитковой обмотки или одновитковой обмотки - массивного элемента [4]. Поскольку эффективная высота массивного элемента ограничена глубиной скин-слоя, будем рассматривать вторичный элемент в виде короткозамкнутой обмотки (КО), обеспечивающей равномерное распределение индуктированного тока по всему сечению.

Один из перспективных путей повышения силовых показателей ЭИПИТ заключается в охлаждении его обмоток криогенным хладагентом, в качестве которого целесообразно использовать жидкий азот - доступный, безопасный и дешевый хладагент, являющийся хорошим изолятором и не требующим сложной системы тепловой защиты и рекуперации [5]. На рис. 1 показана принципиальная схема ЭИПИТ, предназначенного для возбуждения сейсмических импульсов и включающего криорезистивную ОВ 1,

установленную на изоляционном каркасе 2 и присоединенную к упорной стенке 3 диэлектрического корпуса 4, и криорезистивную КО 5, соединенную с промежуточным силовым элементом 6. Корпус 4 выполнен в виде криостата с центральным отверстием 7 для ударного элемента 8, который через теплоизоляционные опоры 9 соединен с силовым элементом 6. Криостат содержит патрубки подачи 10 и выхода 11 хладагента. Элемент 6 содержит внешнюю обечайку 12, соединенную с упорной стенкой 3 при помощи герметичного гибкого сильфона 13. Направляющие стержни 14, на которых установлены возвратные пружины 15, проходят через отверстия в обечайке 12 и присоединены к упорной 3 и внешней 16 стенкам при помощи упорных элементов 17. На торцевых сторонах обмоток 1 и 5 размещены пористые изоляционные прокладки 18, обеспечивающие перемещение хладагента в радиальном направлении.

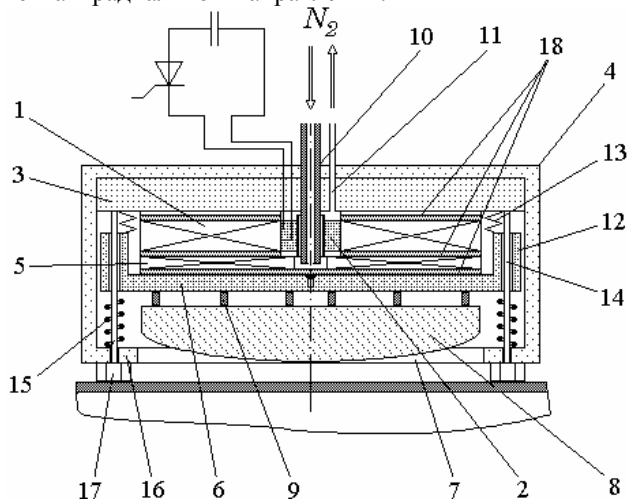


Рис. 1. Принципиальная схема криогенного ЭИПИТ

Для оценки эффективности силового преобразователя используем величину удельного импульса электродинамической силы, равного при использовании источника постоянного напряжения (ИПН) и емкостного накопителя (ЕН), соответственно

$$\gamma_f = \frac{\int_0^{t_p} f_z(t) dt}{\int_0^{t_p} u(i_1) \cdot i_1(t) dt},$$

$$\gamma_f = \frac{2}{C \cdot U_0^2} \int_0^{t_p} f_z(t) dt,$$

где $f_z(t) = i_1(t) \cdot i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz}$ - аксиальные ЭДУ между

обмотками;

$i_1(t)$, $i_2(t)$ - ток в ОВ и КО, соответственно;

$M_{12}(z)$ - взаимоиндуктивность между обмотками;

t_p - длительность импульса;

$u(i)$ - напряжение ИПН;

C , U_0 - емкость и зарядное напряжение ЕН.

Особенностью криорезистивных обмоток ЭИПИТ является зависимость их удельного сопротивления от температуры T и магнитного поля B . Так, для охлаждаемой жидким азотом обмотки, намотанной проводом из технической меди, удельное сопротивление можно описать следующей зависимостью [6]:

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

$$\times \lg^2\left(\frac{1,668 \cdot 10^{-7} B}{\rho(T)}\right),$$

где $\rho(T) = 0,032 \cdot \rho(T_0)(T - 46K)$; $T_0 = 77 K$.

Усредненную по сечению температуру обмоток при наличии теплового контакта между ними, например, через изоляционную прокладку, можно оценить при помощи рекуррентного соотношения [7]

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \cdot \phi + (1 - \phi) \left\{ \frac{i_n^2(t_k) \cdot d_a \cdot R_n(T_n, B_n)}{\alpha_{Tn}(T_n) F_{ан} d_a + \lambda(T) S} + \frac{T_0 F_{ан} d_a \alpha_{Tn}(T_n) + T_m(t_k) \lambda(T) S}{\alpha_{Tn}(T_n) F_{ан} d_a + \lambda(T) S} \right\},$$

где $\phi = \exp\left(-\frac{F_{ан} \alpha_{Tn}(T_n) d_a + \lambda(T) S}{m_n c_n(T_n) d} \Delta t\right)$;

$n=1, 2$ - индексы ОВ и КО; $m = 2, 1$ при $n=1, 2$;

$F_{ан}$ - поверхность охлаждения n -ой обмотки;

$\alpha_{Tn}(T_n)$ - коэффициент теплоотдачи от n -ой обмотки к хладагенту; d_a - толщина прокладки; S - площадь поверхности прокладки; l - нормаль к элементарному участку прокладки ds ; $\lambda(T)$ - коэффициент теплопроводности прокладки.

Расчет индукции магнитного поля осуществляется при суперпозиции магнитных полей обмоток по известным выражениям [6].

ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭИПИТ ОТ ИПН

При возбуждении от ИПН с параметрами U_0 , R_0 , L_0 токи в обмотках ЭИПИТ представим в виде следующих рекуррентных соотношений [8]

$$i_1(t_{k+1}) = \frac{U_0}{R_1} + \frac{U_0 L_2 + M_{12} R_2 i_2(t_k) - R_1 L_2 i_1(t_k)}{(L_0 + L_1)(1 - K_{12}^2)(x_1 - x_2) L_2} \times$$

$$\times [\exp(x_1 \Delta t) - \exp(x_2 \Delta t)] + \frac{U_0 - R_1 i_1(t_k)}{R_1(x_1 - x_2)} \times$$

$$\times [x_2 \exp(x_1 \Delta t) - x_1 \exp(x_2 \Delta t)];$$

$$i_2(t_{k+1}) = \frac{M_{12} R_1 i_1(t_k) - R_2(L_0 + L_1) i_2(t_k) - M_{12} U_0}{(L_0 + L_1)(1 - K_{12}^2)(x_2 - x_1) L_2} \times$$

$$\times [\exp(x_2 \Delta t) - \exp(x_1 \Delta t)] + \frac{i_2(t_k)}{x_2 - x_1} \times$$

$$\times [x_2 \exp(x_1 \Delta t) - x_1 \exp(x_2 \Delta t)];$$

где $R_j = R_1(T_1, B_1) + R_0$; $R_2 = R_2(T_2, B_2)$;

L_n - индуктивность n -ой обмотки;

$$K_{12} = M_{12} [(L_0 + L_1) L_2]^{0,5};$$

$$x_{1,2} = -\frac{R_1 L_2 + R_2(L_0 + L_1)}{2(L_0 + L_1) L_2 (1 - K_{12}^2)} \pm$$

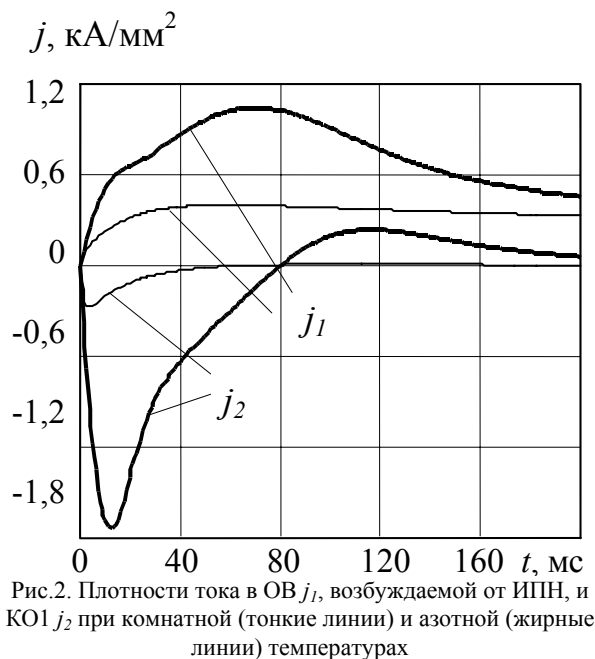
$$\pm \left[\left(\frac{R_1 L_2 + R_2(L_0 + L_1)}{2(L_0 + L_1) L_2 (1 - K_{12}^2)} \right)^2 - \frac{R_1 R_2}{(L_0 + L_1) L_2 (1 - K_{12}^2)} \right]^{0,5}.$$

Рассмотрим ЭИПИТ при кратковременном возбуждении от ИПН с $U_0 = 1,5$ кВ, у которого первичная ОВ взаимодействует с одной из короткозамкнутых обмоток (табл.). Обмотки выполнены компаундированными с наружным диаметром $D_{ex} = 100$ мм, внутренним диаметром $D_m = 20$ мм и плотно намотаны медным проводом диаметром $d_0 = 0,8$ мм. Они выполнены с различной аксиальной высотой H и содержат разное число витков w .

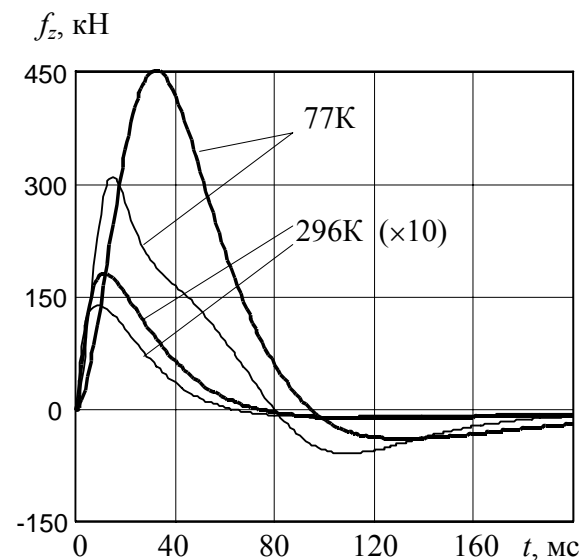
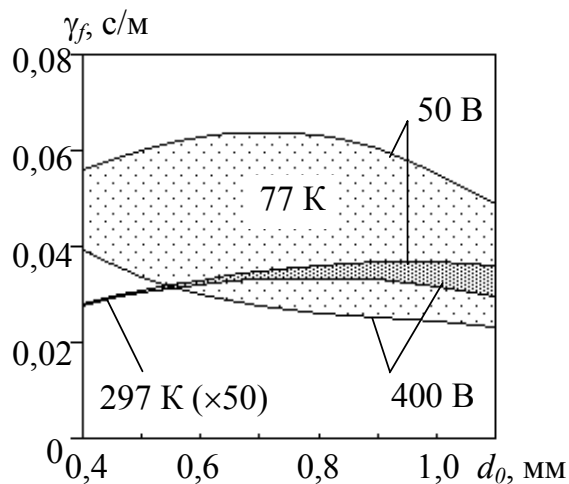
Таблица

Параметры обмоток ЭИПИТ			
Обозначение	Тип обмотки	H , мм	w , шт.
ОВ	Возбуждения	20	968
КО1	Короткозамкнутая	4	176
КО2	Короткозамкнутая	10	440

На рис.2 показаны плотности тока в обмотках ЭИПИТ. Наличие КО несколько снижает амплитуду тока в первичной обмотке, но при этом в ней индуцируется ток, имеющий выраженный импульсный характер. Азотное охлаждение увеличивает амплитуду тока в ОВ более чем в 2,5 раза, а во вторичной обмотке - более чем в 6 раз. По сравнению с комнатной температурой амплитуда ЭДУ f_z возрастает примерно в 20 раз (рис.3). Причем обмотка КО2 при меньшей плотности тока обеспечивает более высокую амплитуду и длительность импульса силы. Индуцируемый ток через определенное время меняет знак, следствием чего является возникновение силы электродинамического притяжения, причем этот эффект особенно проявляется при криогенном охлаждении. Если в КО потери во времени выходят на определенный уровень, то в ОВ они стремительно растут, что сопровождается возрастанием сопротивления и ухудшением теплоотвода из-за перехода в пленочный режим кипения криогенной жидкости.



импульса силы - в 100...700 раз, причем большие значения достигаются при более низких напряжениях ИПН и большей индуктивности обмотки возбуждения;



- удельный импульс ЭДУ γ_f за счет криогенного охлаждения повышается примерно в 50 раз, причем с повышением напряжения источника происходит снижение его величины;
- максимальная величина удельного импульса ЭДУ достигается только при определенной индуктивности обмотки возбуждения.

При изменении индуктивности первичной обмотки из-за аксиальной высоты H_1 , намотанной медным проводом диаметром $d_0=0,8$ мм, параметры эффективности при неизменных размерах вторичной обмотки ($\varepsilon_{H2}=0,05$) имеют иной характер (рис.5,а):

- рост амплитуды и импульса ЭДУ, обусловленный криогенным охлаждением, слабо зависит от высоты первичной обмотки;
- с увеличением высоты ОВ повышаются эффективность передачи интеграла тока от первичной к вторичной обмотки, и возрастает величина удельного импульса ЭДУ.

При азотной температуре первичная обмотка за 250 мс нагревается примерно на 250 К, а нагрев короткозамкнутых обмоток более слабый: обмотка КО1 нагревается примерно на 80 К, а обмотка КО2 - на 45 К.

Оценим влияние азотного охлаждения на величину удельного импульса ЭДУ при изменении основных параметров обмоток, считая радиальные их размеры неизменными. На рис.4 показаны значения параметров эффективности ЭИПИТ в зависимости от диаметра провода d_0 (и изменения числа витков w_1) ОВ неизменной формы при $\varepsilon_{H1}=0,25$ и $\varepsilon_{H2}=0,05$, где $\varepsilon_{Hn} = H_n / (D_{ex} - D_{in})$ - относительная высота n -ой обмотки. На основании этих зависимостей можно сделать следующие выводы:

- амплитуда ЭДУ за счет криогенного охлаждения повышается примерно в 50...80 раз, а величина

Число витков w_2 и диаметр провода d_0 , величина которого не превышает глубину скин-слоя, у вторичной обмотки при сохранении коэффициента заполнения практически не влияют на эффективность ЭИПИТ. На рис.5,б в зависимости от высоты H_2 (и соответствующего числа витков) КО представлены значения параметра γ_f при неизменных размерах ОВ ($\varepsilon_{H1}=0,125$). Здесь проявляются следующие тенденции:

- с увеличением высоты КО уменьшается коэффициент передачи тока во вторичную цепь;
- криогенное охлаждение слабо влияет на зависимости максимального значения и величины импульса ЭДУ от высоты вторичной обмотки;
- наибольшее значение удельного импульса ЭДУ γ_f достигается при определенных размерах КО (примерно при значении геометрического параметра $\varepsilon_{H2}=0,15$).

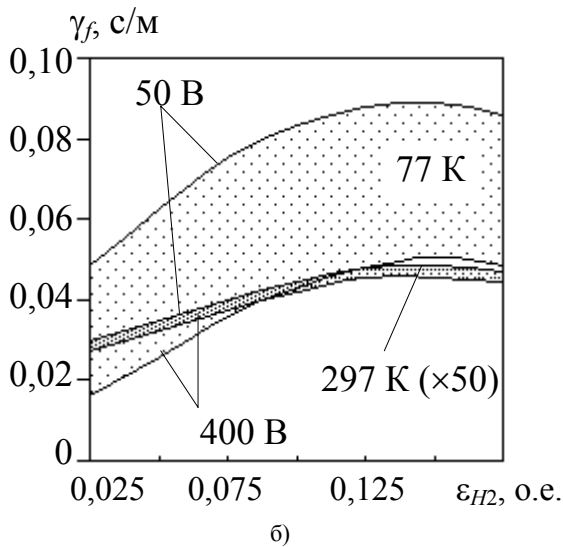
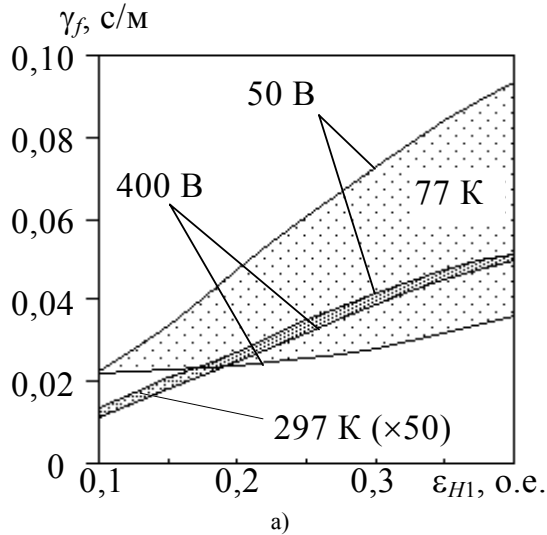


Рис.5. Влияние относительной высоты первичной (а) и вторичной (б) обмоток, на эффективность ЭИПИТ, возбуждаемого от ИПН

Таким образом, для обеспечения максимального электродинамического воздействия в ЭИПИТ, возбуждаемом от ИПН, необходимо выбирать первичную обмотку с геометрическим параметром $\varepsilon_{H1}=0,35...0,4$, намотанную проводом диаметром 0,8 мм, а вторичную обмотку с параметром $\varepsilon_{H2}=0,14...0,16$.

ВОЗБУЖДЕНИЕ ЭИПИТ ОТ ЕН

При возбуждении от ЕН емкостью C характер токов в обмотках ЭИПИТ зависит от знака параметра

$$D = G^3/27 + Q^2/4,$$

$$\text{где } G = \frac{R_1 R_2 + L_2 C^{-1}}{\nu} - \frac{\chi^2}{3\nu^2}; \quad \nu = L_1 L_2 - M_{12}^2;$$

$$Q = \frac{2\chi^3}{27\nu^3} - \chi \frac{R_1 R_2 + L_2 C^{-1}}{3\nu^2} + \frac{R_2}{\nu C}; \quad \chi = R_1 L_2 + R_2 L_1.$$

Если $D < 0$, токи в обмотках ЭИПИТ можно описать рекуррентными соотношениями [9]:

$$i_n(t_{k+1}) = \{i_n(t_k)(\alpha_1 x_2 x_3 + \alpha_2 x_1 x_3 + \alpha_3 x_1 x_2) -$$

$$- [i_m(t_k)M_{12}R_m - i_n(t_k)R_n L_m - u_c(t_k)\gamma_n] \cdot \nu^{-1} \times \\ \times [\alpha_1(x_2 + x_3) + \alpha_2(x_1 + x_3) + \alpha_3(x_1 + x_2)] + \Theta_n \times \\ \times (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) \} [x_2 x_3(x_3 - x_2) + x_1 x_3(x_1 - x_3) + \\ + x_1 x_2(x_2 - x_1)]^{-1},$$

где $\alpha_1 = (x_1 - x_2)\exp(x_1 \Delta t)$; $\alpha_2 = (x_1 - x_3)\exp(x_2 \Delta t)$;

$$\alpha_3 = (x_2 - x_1)\exp(x_3 \Delta t); \quad \gamma_1 = L_2; \quad \gamma_2 = -M_{12};$$

$$x_p = 2\sqrt[3]{\nu} \cos\left(\frac{\phi + 2\pi(p-1)}{3}\right) - \frac{\chi}{3\nu}; \quad p = 1, 2, 3;$$

$$\nu = \sqrt{-\frac{G^3}{27}}; \quad \phi = \arccos\left(-\frac{Q}{2\nu}\right);$$

u_c – напряжение ЕН;

$$\Theta_1 = \nu^{-2} \{i_1(t_k) [R_1(R_2 M_{12}^2 + R_1 L_2^2) - L_2 C^{-1} \nu] - i_2(t_k) \times \\ \times R_2 M_{12} \chi + u_c(t_k) (R_2 M_{12}^2 + R_1 L_2^2)\};$$

$$\Theta_2 = \nu^{-2} \{i_2(t_k) R_2 (R_1 M_{12}^2 + R_2 L_1^2) - i_1(t_k) M_{12} \times \\ \times (R_1 \chi - C^{-1} \nu) - u_c(t_k) M_{12} \chi\}.$$

Если величина $D > 0$, то токи в обмотках можно описать следующими рекуррентными соотношениями:

$$i_n(t_{k1}) = g^{-1} [g^2 + (f - d)^2]^{-1} \{g \cdot \exp(d \Delta t) [i_n(t_k) \times \\ (g^2 + f^2) - 2\varepsilon_n f + \Theta_n] + \exp(f \Delta t) \{ [i_n(t_k) d (f^2 - g^2 - \\ - f d) + \varepsilon_n (g^2 + d^2 - f^2) + \Theta_n (f - d)] \sin(g \Delta t) + \\ + g [i_n(t_k) d (d - 2f) + 2\varepsilon_n f - \Theta_n] \cos(g \Delta t) \},$$

где $g = -0,5\sqrt{3}(u - \nu)$; $f = -0,5(u + \nu) - \chi/3\nu$;

$$d = u + \nu - \chi/3\nu; \quad u = \sqrt[3]{-0,5Q + \sqrt{D}};$$

$$\nu = \sqrt[3]{-0,5Q - \sqrt{D}};$$

$$\varepsilon_n = \nu^{-1} (i_m(t_k) M_{12} R_m - i_n(t_k) R_n L_m - u_c(t_k) \gamma_n).$$

Рассмотрим ЭИПИТ, возбуждаемый от ЕН с параметрами: емкость $C=1$ мФ, зарядное напряжение $U_0=7,5$ кВ. При комнатной температуре КО несколько уменьшает амплитуду тока в первичной обмотке (рис.6), но при азотной температуре ситуация становится не столь однозначной: при наличии «низкой» КО1, амплитуда немного снижается, а при наличии «высокой» КО2 - амплитуда повышается примерно на 25 %. Кроме того, криогенное охлаждение сильнее влияет на вторичную обмотку: при использовании КО1 ток повышается в 3 раза, а в ОБ - в 1,5 раза; при наличии КО2 ток в ней повышается в 2,5 раза, а в ОБ - в 1,8 раза. В ЭИПИТ с ЕН токи изменяются негармонически со значительным фазовым сдвигом. Это приводит к тому, что между обмотками помимо ЭДУ отталкивания, действует и сила притяжения, хотя и меньшей величины (рис.7). Величина силы отталкивания за счет криогенного охлаждения повышается более чем в 6 раз при использовании КО1 и в 5 раз при использовании КО2, причем для «высокой» обмотки максимум ЭДУ возникает в 2 раза быстрее.

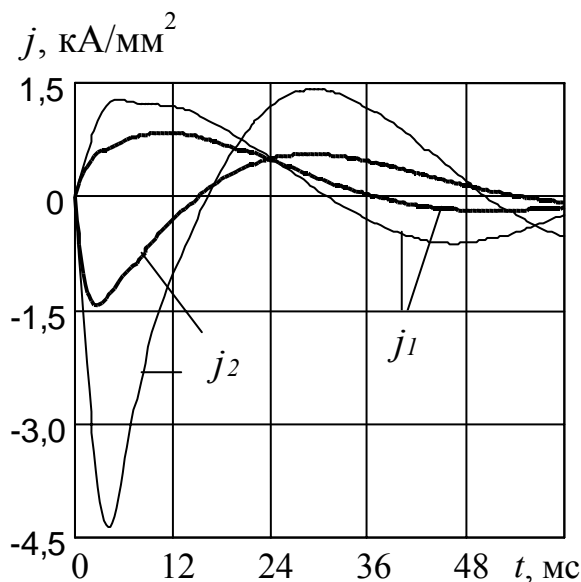


Рис.6. Плотности тока в ОВ j_1 и КО1 j_2 при комнатной (жирные линии) и азотной (тонкие линии) температурах ЭИПИТ с емкостным возбуждением

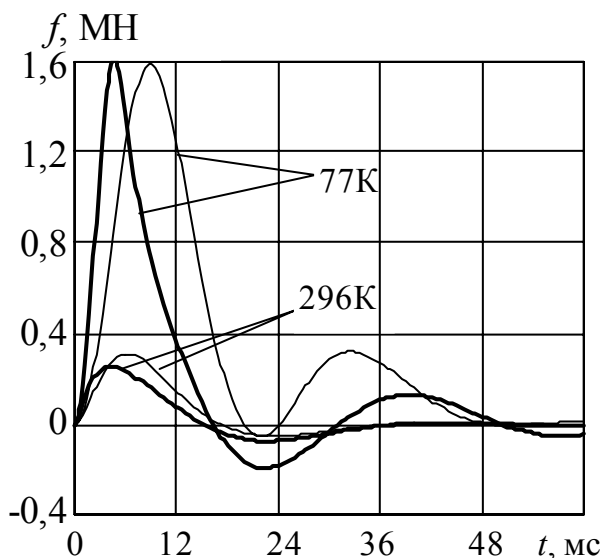


Рис.7. Аксиальные ЭДУ ЭИПИТ, возбуждаемое от ЕН, при наличии КО1 (толстые линии) и КО2 (тонкие линии)

Энергетические процессы в ЭИПИТ с емкостным возбуждением заметно отличаются от аналогичных процессов системы, использующей ИПН. Если в последнем случае потери в ОВ могут многократно превышать потери в КО, то при использовании ЕН указанные потери одного порядка и их соотношение существенно зависит от температурных условий. Так, в ЭИПИТ с КО1 при комнатной температуре потери ОВ превышают потери КО почти в 4 раза, а при азотной температуре, наоборот, потери во вторичной превосходят потери в первичной обмотке почти в 2 раза.

На рис.8 представлены значения параметров эффективности ЭИПИТ с емкостным возбуждением в зависимости от индуктивности плотно намотанной первичной обмотки неизменной формы (при изменении диаметра провода d_0 и соответствующего числа витков w_1).

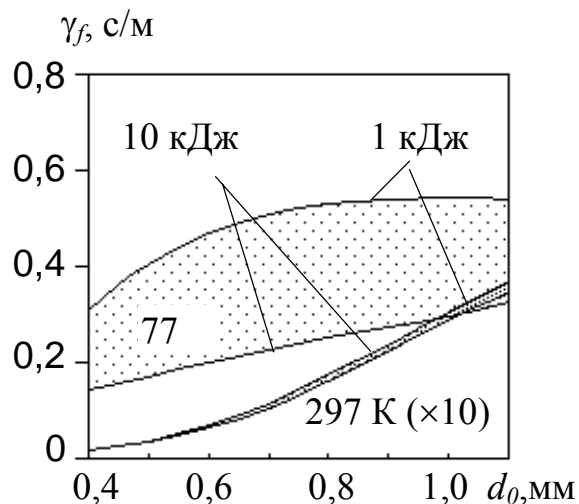


Рис.8. Влияние диаметра провода ОВ на эффективность ЭИПИТ, возбуждаемого от ЕН

На основании этих зависимостей можно отметить следующие тенденции и закономерности:

- относительное увеличение амплитуды и импульса ЭДУ, достигаемое за счет криогенного охлаждения, при использовании ЕН существенно ниже, чем при использовании ИПН; при уменьшении индуктивности обмотки возбуждения, а также с повышением энергии ЕН снижается эффективность криогенного охлаждения для ЭИПИТ;
- удельный импульс ЭДУ γ_f при использовании ЕН примерно на 2 порядка выше, чем при использовании ИПН, и повышается при уменьшении индуктивности ОВ;
- при криогенном охлаждении диапазон изменения параметра эффективности в зависимости от энергии ЕН существенно шире, чем при комнатной температуре, и максимальные значения реализуются при меньших энергиях источника.

При изменении индуктивности первичной обмотки за счет аксиальной высоты H_1 и соответствующего числа витков обмотки w_1 , намотанной проводом с $d_0=0,8$ мм, параметры эффективности при $\epsilon_{H2}=0,05$ имеют иной характер (рис.9,а):

- наименьшее увеличение амплитуды и импульса ЭДУ, вызванное криогенным охлаждением, происходит при определенной высоте обмотки возбуждения ($\epsilon_{H1}=0,15\dots 0,25$);
- в электромагнитной системе, возбуждаемой от ЕН, удельный импульс ЭДУ γ_f максимален при значении $\epsilon_{H1}\approx 0,15$ в условиях комнатной температуры; при криогенном охлаждении и малой энергии ЕН этот параметр повышается, а при высокой энергии - понижается при увеличении геометрического параметра ϵ_{H1} до 0,2, в дальнейшем оставаясь практически неизменным;
- с увеличением индуктивности первичной обмотки эффективность криогенного охлаждения для ЭИПИТ, особенно при низких энергиях ЕН, существенно возрастает.

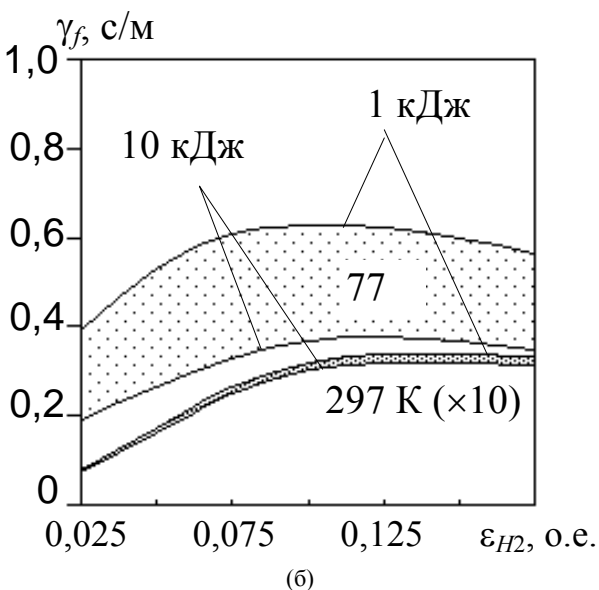
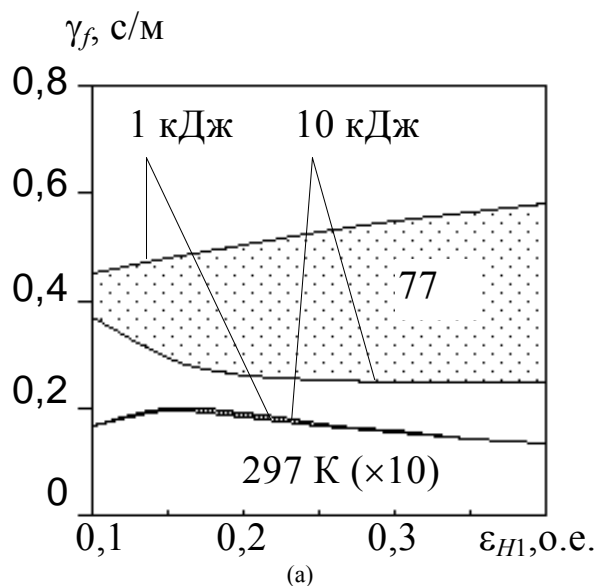


Рис.9. Влияние относительной высоты первичной (а) и вторичной (б) обмоток на эффективность ЭИПИТ, возбуждаемого от ЕН

На рис.9,б в зависимости от высоты H_2 и соответствующего числа витков w_2 вторичной обмотки представлены параметры эффективности ЭИПИТ при неизменных параметрах первичной обмотки, имеющей $\varepsilon_{H1}=0,125$. Здесь проявляются следующие тенденции:

- с увеличением индуктивности короткозамкнутой обмотки происходит меньший рост амплитуды и импульса ЭДУ за счет криогенного охлаждения;
- максимальное значение удельного импульса ЭДУ достигается при определенных параметрах вторичной обмотки ($\varepsilon_{H2}=0,1...0,12$).

Таким образом, при использовании ЭИПИТ с емкостным возбуждением необходимо выбирать первичную обмотку с параметрами $\varepsilon_{H1}=0,35...0,4$, намотанную проводом диаметром $d_0=0,8$ мм, а вторичную обмотку с параметрами $\varepsilon_{H2}=0,1...0,12$.

В целом же, использование жидкого азота в качестве низкотемпературного хладагента и изоляцион-

ной жидкости для обмоток ЭИПИТ, выполненных их традиционных электротехнических проводников, позволяет многократно уменьшить потери в преобразователе, повысить силовые импульсные нагрузки, снизить температурные градиенты и обеспечить необходимую надежность при отсутствии специальной высоковольтной изоляции.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложена конструктивная схема силового импульсного преобразователя индукционного типа с криорезистивными обмотками, в котором жидкий азот используется как охлаждающая и изоляционная жидкость.
2. Предложено эффективность силового импульсного преобразователя оценивать при помощи величины удельного импульса электродинамической силы.
3. Установлено влияние криогенного охлаждения жидким азотом и основных параметров обмоток на эффективность силового ЭИПИТ, работающего при возбуждении от источника постоянного напряжения и от емкостного накопителя.
4. Показано, что эффективность силового ЭИПИТ с емкостным возбуждением примерно на порядок выше, чем при использовании источника постоянного напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гури́н А.Г. Автокорреляционные характеристики и разрешающая способность электродинамических излучателей // Сборник научных трудов Харьковского государственного политехнического университета. - Харьков: ХГПУ. - 1999. - Вып. 7. - Ч.3. - С. 197-201.
- [2] Пат. 2018377 РФ, МКИ В06В1/04. Преобразователь электрических импульсов в механические / И.А.Левин (РФ). - № 4828961/10. Заявлено 12.06.90; Опубл. 30.08.94, Бюл. № 16. - 5 с.
- [3] Пат. 62623А Україна, МПК В65G65/49, В06В1/04. Індукційно-динамічний технологічний пристрій / Боллюх В.Ф., Марков О.М., Лучук В.Ф., Щукін І.С. (Україна). № 2003043468; Заявлено 17.04.03; Надрук. 15.12.03, Бюл. № 12. - 4 с.
- [4] Тюткин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. - 2002. - № 11. - С. 24-28.
- [5] Боллюх В.Ф., Данько В.Г. Электромеханические импульсные преобразователи с криорезистивными обмотками. - Харьков: Изд. ХНАДУ, 2001. - 215 с.
- [6] Сильные и сверхсильные магнитные поля и их применение / Под ред. Ф.Херлаха. - М.: Мир, 1988. - 456 с.
- [7] Боллюх В.Ф. Переходные процессы в электромагнитной системе возбуждения с криорезистивными нелинейностями и магнитными связями // Известия РАН. Энергетика. - 2001. - № 5. - С. 103-113.
- [8] Боллюх В.Ф. Электродинамическое взаимодействие короткозамкнутых катушек с криорезистивной обмоткой, возбуждаемой от источника постоянного тока // Электричество. - 2001. - № 7. - С. 59-66.
- [9] Боллюх В.Ф. Исследование индукционно-динамического двигателя // Электротехника. - 2000. - № 10. - С. 28-35.

Поступила 13.02.2004

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ, ВОЗНИКАЮЩЕЙ ПРИ РАСЧЁТЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО АППАРАТА

Верхола А.В.

Донбасский государственный технический университет

Украина, 94204, Алчевск, просп. Ленина, 16, ДонГТУ, кафедра "Электрические машины и аппараты"

тел. (06442) 53746, факс (06442) 26887, E-mail: vav@usr.lg.ua, verkhola@mail.ru

Рассмотрен механизм возникновения погрешности при расчёте электрического сопротивления обмотки электрического аппарата, питающейся постоянным током. Показано, что погрешность возникает из-за ошибки в определении средней длины витка обмотки при округлении количества слоёв обмоточного провода. Приведены зависимости погрешности от различных факторов. Предложен алгоритм расчёта, позволяющий исключить возникновение рассмотренной погрешности.

Розглянуто механізм виникнення погрешності при розрахунку електричного опору обмотки постійного струму електричного апарата. Показано, що погрешність виникає через помилку у визначенні середньої довжини витка обмотки при округленні кількості шарів обмотувального проводу. Наведено залежності погрешності від різних факторів. Запропоновано алгоритм розрахунку, що дозволяє виключити виникнення розглянутої погрешності.

ВВЕДЕНИЕ

Разработка и производство новых типов коммутационных аппаратов в Украине являются важными научным и практическим направлениями, призванными обеспечить потребности сельского хозяйства и промышленности в электрических аппаратах с высокими техническими характеристиками. Повышению качества и скорости разработки способствует использование при проектировании средств вычислительной техники. Современный проектировщик для расчёта электромеханических устройств может воспользоваться большим выбором алгоритмических языков и универсальных компьютерных программ. С их помощью можно достаточно легко запрограммировать расчётные соотношения известных методик. Такой подход позволяет быстро получить наглядный результат. Однако если методика расчёта разрабатывалась без учёта её реализации на компьютере, то, скорее всего, будет получен относительно невысокий уровень точности [1]. Низкий уровень точности в этом случае объясняется тем, что большинство инженерных методик расчёта электрических аппаратов были разработаны в то время, когда проектировщик имел в своём распоряжении скромный арсенал вычислительных средств. Такие методики для исключения громоздких вычислений содержат достаточно много упрощений, снижающих точность. Автор столкнулся с подобной проблемой при разработке методики расчёта электромагнитного привода синхронного вакуумного контактора (СВК) [2 - 6]. Было обнаружено, что электрическое сопротивление синхронизирующей обмотки некоторых экспериментальных образцов электромагнитов привода СВК существенно отличается от расчётного. Проведенный анализ показал, что обнаруженная погрешность возникает из-за упрощённого подхода к определению длины среднего витка обмотки в классической методике [7, 8]. После внесения в методику необходимых уточнений, погрешность уменьшилась и стабилизировалась. Более чем десятилетний опыт использования разработанной методики подтвердил правильность принятых

в ней решений и показал, что она может использоваться не только при расчёте обмоток СВК, но и при проектировании других электрических аппаратов, содержащих обмотки. Поскольку в работах [2 - 6] содержатся результаты исследований ориентированные на узкое использование при проектировании СВК, для расширения области применения разработанной методики представляется целесообразным выполнить более широкий анализ относительной погрешности, возникающей при расчёте электрического сопротивления обмотки.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Цель проведенных в данной работе исследований - определение величины относительной погрешности, возникающей при расчёте электрического сопротивления обмотки электрического аппарата, в широком диапазоне изменения влияющих факторов.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В известной методике расчёта электромагнита постоянного тока [7] электрическое сопротивление обмотки определяется по формуле:

$$R = \frac{4 \cdot \rho_{\vartheta} \cdot l_{\text{н\delta}} \cdot W}{\pi \cdot d_{\xi}^2}, \quad (1)$$

где ρ_{ϑ} - удельное электрическое сопротивление материала обмоточного провода при температуре ϑ ; W - количество витков обмотки; d_{ξ} - диаметр обмоточного провода с изоляцией; $l_{\text{н\delta}}$ - длина среднего витка обмотки. Для электромагнитов с сердечником прямоугольного поперечного сечения:

$$l_{\text{н\delta}} = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\xi 1}) + \pi \cdot h_1, \quad (2)$$

где a - ширина сердечника электромагнита; b - толщина пакета магнитопровода электромагнита; $l_{\xi 1}$ - толщина изоляции между внутренней поверхностью обмотки и сердечником электромагнита (толщина каркаса) (рис. 1); h_1 - высота обмотки

Высота обмотки определяется по формуле:

$$h_1 = n_{\text{ш}} \cdot d_{\text{ш}}, \quad (3)$$

где $n_{\text{ш}}$ - количество принятых слоёв обмотки.

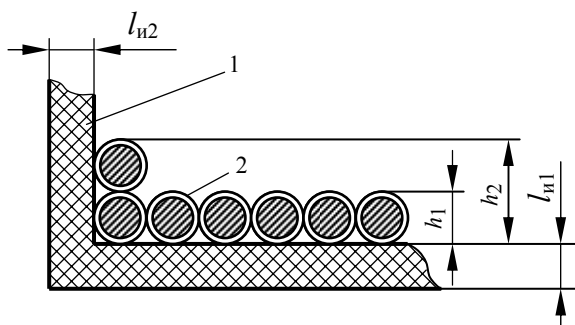


Рис. 1. К объяснению возникновения погрешности при расчёте по варианту А. Принимается $h_1 = h_2$:
1 - каркас катушки; 2 - обмоточный провод

Как правило, наружный слой обмотки электромагнита оказывается неполным, и, при определении высоты h_1 , необходимо решить, учитывать или нет его толщину. Для обмоток, выполненных из тонкого провода и имеющих большое количество слоёв, данный вопрос не является существенным, так как, в этом случае толщина одного слоя несоизмеримо мала по сравнению с высотой обмотки. Если обмотка содержит небольшое количество слоёв, намотанных проводом большого диаметра, то справедливо предположить, что округление числа слоёв в ту или иную сторону может стать причиной возникновения значительной погрешности при расчёте сопротивления провода обмотки. Возможны следующие варианты при определении количества слоёв обмотки.

Вариант А - образованием нового слоя считается появление хотя бы одного витка в этом слое. В этом случае для дальнейшего расчёта принимается число слоёв:

$$\begin{cases} n_{\text{ш}} = n + 1 & \text{иначе} & n_{\text{ш}} > n; \\ n_{\text{ш}} = n & \text{иначе} & n_{\text{ш}} = n, \end{cases} \quad (4)$$

где n - целое число слоёв; $n_{\text{ш}}$ - расчётное (не округлённое) число слоёв. Целое число слоёв определяется по формуле:

$$n = \left\lfloor \frac{W}{W_1} \right\rfloor, \quad (5)$$

где W_1 - количество витков в одном полном слое обмотки:

$$W_1 = \left\lfloor \frac{h_{\text{ш}} - 2 \cdot l_{\text{ш2}}}{d_{\text{ш}}} \cdot k_{\text{ш}} - 1 \right\rfloor, \quad (6)$$

где $h_{\text{ш}}$ - высота каркаса катушки (рис. 2); $l_{\text{ш2}}$ - толщина торцевой стенки каркаса катушки (рис. 1); $k_{\text{ш}}$ - коэффициент, учитывающий неплотность прилегания витков друг к другу.

Расчётное (не округлённое) число слоёв определяется по формуле:

$$n_{\text{ш}} = \frac{W}{W_1}. \quad (7)$$

Вариант Б - образованием нового слоя считается

полное его заполнение. Принимаемое для расчёта количество слоёв: $n_{\text{ш}} = n$.

Вариант В - Принимаемое количество слоёв определяется по обычным правилам округления:

$$\begin{cases} n_{\text{ш}} = n & \text{иначе} & n_{\text{ш}} < n + 0.5; \\ n_{\text{ш}} = n + 1 & \text{иначе} & n_{\text{ш}} \geq n + 0.5 \end{cases} \quad (8)$$

Вариант Г. По формуле (5) определяется количество полных слоёв обмотки, а количество витков в неполном слое - по формуле:

$$W_1 = W - n \cdot W_1. \quad (9)$$

Определяется длина обмоточного провода:

$$L = W_1 \cdot l_1 + n \cdot (W_1 \cdot l_1), \quad (10)$$

где l_1 - длина витка провода в неполном слое; l_1 - средняя длина витка обмоточного провода в полных слоях.

При рядовой намотке:

$$l_1 = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ш1}}) + \pi \cdot n \cdot d_{\text{ш}} \quad (11)$$

$$l_1 = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ш1}}) + \pi \cdot d_{\text{ш}} \cdot (2 \cdot n + 1) \quad (12)$$

При шахматной намотке:

$$l_1 = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ш1}}) + \pi \cdot d_{\text{ш}} \cdot \left(1 + \frac{\sqrt{3} \cdot (n-1)}{2} \right) \quad (13)$$

$$l_1 = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ш1}}) + \pi \cdot d_{\text{ш}} \cdot (3 + \sqrt{3} \cdot (n-1)) \quad (14)$$

Электрическое сопротивление провода обмотки:

$$R = \frac{4 \cdot \rho_{\text{ш}} \cdot L}{\pi \cdot d_{\text{ш}}^2}, \quad (15)$$

где d - диаметр провода обмотки без изоляции.

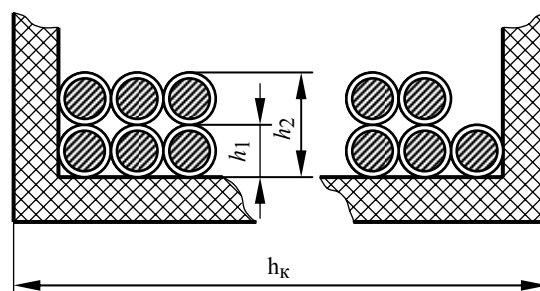


Рис. 2. К объяснению возникновения погрешности при расчёте по варианту Б. Принимается $h_1 = h_1$

Если для определения количества слоёв используется вариант (А), то, очевидно, что при расчёте сопротивления обмотки по формуле (1) более точный результат будет получен, когда принимается $h_1 = h_1$ (рис. 1). Если принять $h_1 = h_2$, то будет допущена погрешность, относительная величина которой составит:

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{|R_2 - R_1|}{R_1} \cdot 100\% = \\ &= \frac{\pi \cdot d_{\text{ш}}}{2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ш1}}) + \pi \cdot n_{\text{ш}} \cdot d_{\text{ш}}} \cdot 100\%, \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$R_1 = \frac{4 \cdot \rho_{\text{ш}} \cdot W \cdot l_{\text{ш1}}}{\pi \cdot d_{\text{ш}}^2}$$

$$= \frac{4 \cdot \rho_g \cdot W \cdot (2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ср}1}) + \pi \cdot h_1)}{\pi \cdot d_{\text{с}}^2}, \quad (17)$$

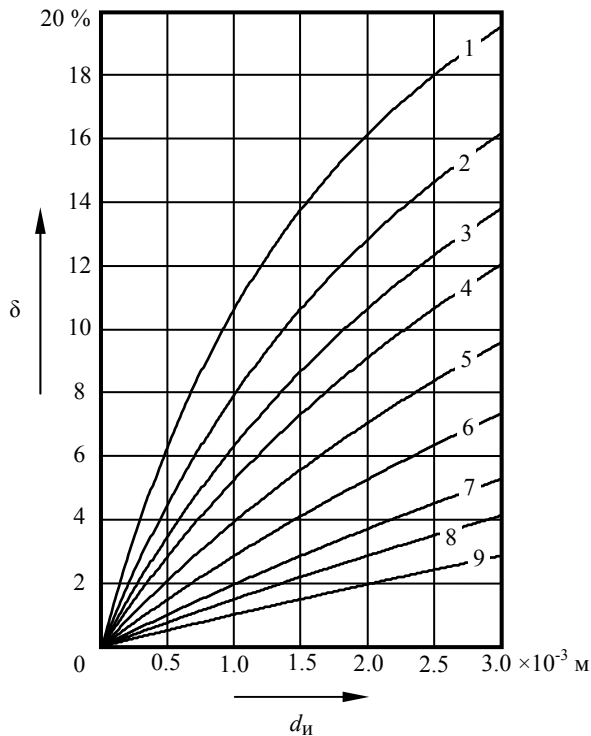
где $l_{\text{ср}1}$ - длина среднего витка обмотки, если её высота принята равной h_1 ;

$$R_2 = \frac{4 \cdot \rho_g \cdot W \cdot l_{\text{ср}2}}{\pi \cdot d_{\text{с}}^2} = \frac{4 \cdot \rho_g \cdot W \cdot (2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ср}1}) + \pi \cdot h_2)}{\pi \cdot d_{\text{с}}^2} \quad (18)$$

где $l_{\text{ср}2}$ - длина среднего витка обмотки, если её высота принята равной h_2 .

С использованием формулы (16) получены зависимости относительной погрешности от различных факторов (рис. 3, 4, 6 и 7).

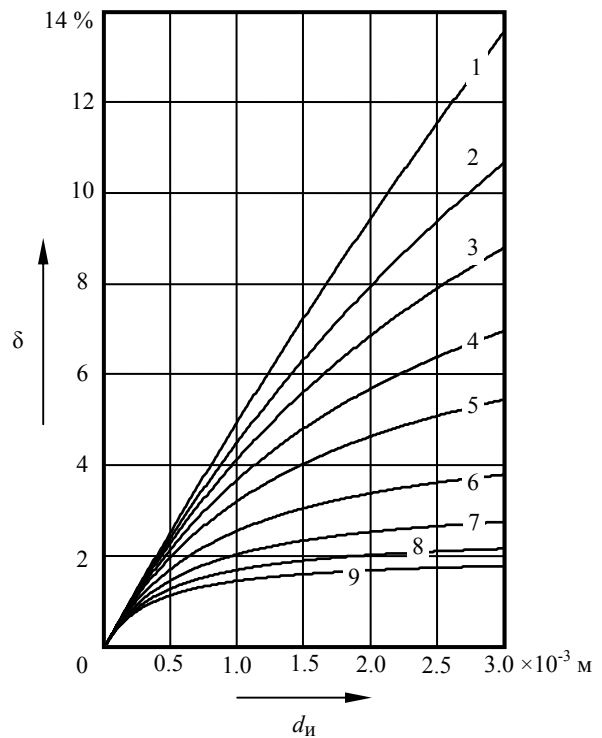
Величина погрешности при определении количества слоёв по варианту (Б) такая же, а по варианту (В) приблизительно в два раза меньше, чем в случае использования варианта (А). При использовании предложенного автором варианта (Г) рассмотренная погрешность не возникает вообще.



Значения внутреннего периметра обмотки D обозначены следующим образом:

1 - 0.02 м;	2 - 0.03 м;	3 - 0.04 м;
4 - 0.05 м;	5 - 0.07 м;	6 - 0.1 м;
7 - 0.15 м;	8 - 0.2 м;	9 - 0.3 м.

Рис. 3. Зависимость погрешности от диаметра обмоточного провода с изоляцией $d_{\text{и}}$ и внутреннего периметра обмотки D



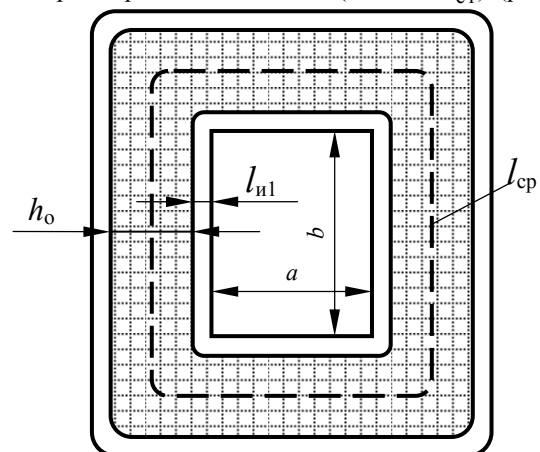
Принятое количество слоёв обмоточного провода:
 1 - 1 слой; 2 - 3 слоя; 3 - 5 слоёв;
 4 - 8 слоёв; 5 - 12 слоёв; 6 - 20 слоёв;
 7 - 30 слоёв; 8 - 40 слоёв; 9 - 50 слоёв.

Рис. 4. Зависимость погрешности от диаметра обмоточного провода с изоляцией $d_{\text{и}}$ и принятого количества слоёв $n_{\text{пр}}$

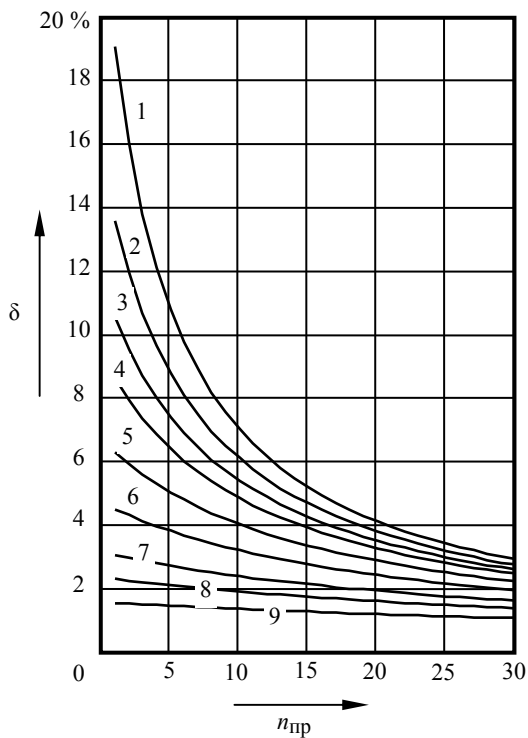
ВЫВОДЫ

Анализируя выражение (16) и зависимости, приведенные на рис. 3, 4, 6 и 7, можно сделать следующие выводы:

1. При расчёте по классической методике погрешность δ увеличивается с уменьшением внутреннего периметра обмотки $D = 2 \cdot (a + b + 4 \cdot l_{\text{ср}1})$ (рис. 5).



a - ширина сердечника магнитопровода; b - толщина пакета магнитопровода; h_o - высота обмотки; $l_{\text{и}1}$ - толщина каркаса катушки; $l_{\text{ср}}$ - длина среднего витка
 Рис. 5. К определению внутреннего периметра обмотки



Значения внутреннего периметра обмотки D :
 1 - 0.02 м; 2 - 0.03 м; 3 - 0.04 м;
 4 - 0.05 м; 5 - 0.07 м; 6 - 0.1 м;
 7 - 0.15 м; 8 - 0.2 м; 9 - 0.3 м.

Рис. 6. Зависимость погрешности от принятого количества слоёв провода $n_{пр}$ и внутреннего периметра обмотки D

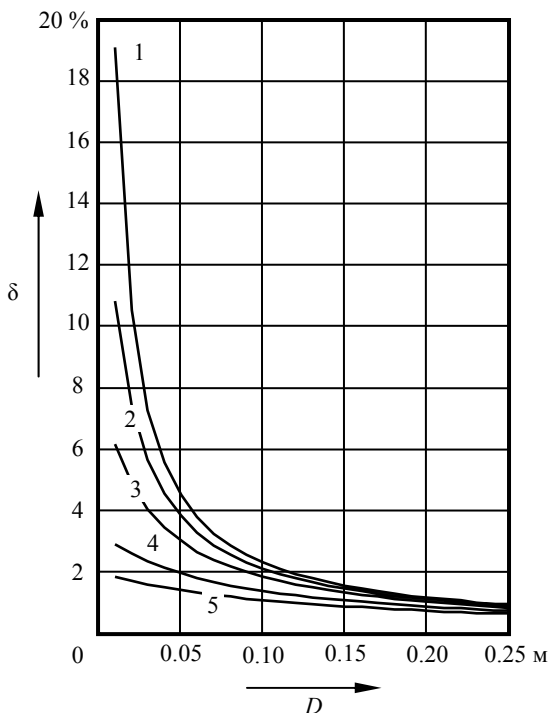


Рис. 7. Зависимость погрешности от внутреннего периметра обмотки D и принятого количества слоёв провода $n_{пр}$

Принятое количество слоёв обмоточного провода:
 1 - 1 слой; 2 - 3 слоя; 3 - 5 слоёв;
 4 - 8 слоёв; 5 - 12 слоёв; 6 - 20 слоёв;
 7 - 30 слоёв; 8 - 40 слоёв; 9 - 50 слоёв.

2. Погрешность δ увеличивается с ростом диаметра обмоточного провода d_{δ} .

3. Погрешность δ увеличивается с уменьшением количества слоёв обмотки.

4. Погрешность δ увеличивается с увеличением количества витков в одном слое W_1 .

По зависимостям (рис. 3, 4, 6 и 7) можно установить, что в наиболее неблагоприятных случаях величина погрешности может достигать 19%. Использование алгоритма расчёта, предложенного в данной статье (вариант Г), позволяет избежать появления погрешности, обусловленной округлением при расчёте длины среднего витка.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Птах Г.К. Методологические аспекты разработки компьютерных моделей электромеханических преобразователей // Изв. вузов. Электромеханика. – 2003. - № 1. С. 7 – 11.
- [2] Таев И.С., Акимов Е.Г., Верхола А.В. Методика расчёта быстродействующего электромагнитного привода синхронного вакуумного контактора // МКЭЭ - 94: Тезисы докладов I Международной конференции по электромеханике и электротехнологии, Суздаль, 13 - 16 сентября 1994 г. - Ч. II. - С. 206.
- [3] Верхола А.В. Методика расчёта обмоточных данных электромагнитного привода синхронного вакуумного контактора / Донбас. горно - металлург. ин-т. - Алчевск, 1995. - 26 с.: ил. - Деп. в ГНТБ Украины 13.06.95, № 1495 - Ук95.
- [4] Верхола А.В. Математическая модель динамики отключения электромагнитного привода синхронного вакуумного контактора // Электромеханика. Теория и практика: Труды научно-технической конференции, посвящённой 100-летию со дня рождения выдающегося украинского учёного-электромеханика Тихона Губенко. - Львов, 25 - 28 сентября 1996 г. - Львов, 1996. - С. 28-29.
- [5] Верхола А.В., Ткаченко Ю.С. Интерактивный программный модуль для реализации лабораторных работ по курсам "Инженерное проектирование и САПР электрических аппаратов" и "Математическое моделирование электрических аппаратов" // МКЭЭ - 94: Тезисы докладов I Международной конференции по электромеханике и электротехнологии, Суздаль, 13 - 16 сентября 1994 г. - Ч. I. - С. 202.
- [6] Верхола А.В. Расчёт динамики включения и отключения электромагнитного привода синхронного вакуумного контактора // Вестник ХГПУ. - Харьков: ХГПУ. - 2000. - Вып. 81. - С. 73 – 76.
- [7] Гордон А.В., Сливинская А.Г. Электромагниты постоянного тока. - М., - Л.: Госэнергоиздат, 1960. - 447 с.
- [8] Ротерс. Электромагнитные механизмы. - М. - Госэнергоиздат, 1949. - 523 с.

Поступила 20.09.2004

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Галайко Л.П., к.т.н., доц.

Национальный технический университет “Харьковский политехнический институт”

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПИ”, кафедра “Электрические машины”

тел. (0572) 47-31-77.

В статті обґрунтовано доцільність розробки окремих моделей для сталих та перехідних режимів роботи вентильно-індукторних двигунів. Приведені блок-схеми для аналізу сталих режимів роботи двигунів в середовищі Simulink/Matlab. Розрахунки за допомогою розробленої моделі виконані для вентильно-індукторного двигуна рудничного електровозу потужністю 27 кВт та частотою обертів 1035 об/хвил.. Порівняно результати розрахунків на моделі та за допомогою програми на алгоритмічній мові Паскаль. Різниця результатів є в межах інженерної точності.

В статье приведено обоснование целесообразности разработки отдельных моделей для установившихся и для переходных режимов работы вентильно-индукторных двигателей. Приведены блок-схемы для анализа установившихся режимов работы двигателей в среде Simulink/Matlab. Расчеты с помощью разработанной модели проведены для двигателя рудничного электровоза мощностью 27 кВт. Проведено сопоставление результатов расчета на модели и результатов расчета по программе на языке Паскаль. Различия результатов не выходит за пределы инженерной точности.

Вентильные индукторные двигатели (ВИД) (в западной литературе Switched Reluctance Motors (SRM)) находят применение для широкорегулируемых приводов уже около 25 лет, однако до настоящего времени отсутствует единая общепризнанная методика расчета и исследования режимов работы этих машин. В последние годы некоторые исследователи для анализа работы ВИД применяют имитационное моделирование в среде Simulink/Matlab [1,2].

В работе [1] приведена универсальная модель ВИД в среде Simulink/Matlab с использованием SimPowerSystems-библиотеки энергетических элементов и элементов силовой электроники. Модель позволяет проводить совместные расчеты электромагнитных и электромеханических процессов в элементах системы с учетом коммутационных процессов в инверторе, драйвере, силовом преобразователе. По мнению авторов, модель ориентирована на оптимизацию конструктивных параметров ВИД и его алгоритмов управления. Однако, в работе не отображены в достаточной степени возможности модели для анализа установившихся и переходных процессов. Отсутствует сравнение результатов анализа, полученных на модели и с помощью других методов или из эксперимента.

В работе [2] приведена модель ВИД в среде Simulink/Matlab для анализа установившихся и переходных режимов работы без учета специфических явлений в диодах и ключевых элементах инвертора. Модель реализует расчетные соотношения, приведенные в работе [3]. Проведено сопоставление кривых фазных токов и момента для установившегося режима, полученных на модели и в эксперименте, которое подтвердило адекватность модели. При этом следует учесть, что при разработке модели были использованы экспериментальные зависимости потокосцепления Ψ от тока I и угла между полюсами статора и ротора Θ - $\Psi(I, \Theta)$.

В работе [2] высказана мысль: модель имеет практическую ценность только в том случае, если отражает лишь те свойства реальной системы, которые влияют на значение исследуемого показателя ее

эффективности. При этом нужно стремиться к тому, чтобы модель была как можно проще, а степень ее детализации правильно выбрана, что, безусловно, зависит от цели исследования. Отсюда делаем вывод, что если поставить цель исследовать параметры только установившегося режима, можно существенно упростить имитационную модель ВИД по сравнению с рассмотренными в работах [1,2].

Таким образом, целью статьи является представление имитационной модели ВИД только для установившихся режимов работы. Эта модель существенно проще рассмотренных в работах [1,2], так как в ней моделируются процессы только в одной фазе. Отсюда следует также, что модель может быть использована для анализа установившихся режимов работы ВИД с любым числом фаз и любым числом полюсов (изменяются только параметры блоков). И с этой точки зрения она является универсальной.

Модель основана на расчетных соотношениях и допущениях, приведенных в работе [4], где описана математическая модель ВИД для анализа установившихся режимов работы. Однако, имеются некоторые изменения и дополнения. В модели реализуются следующие соотношения:

$$\frac{d\Psi}{dt} = U_{\phi} - R \cdot i(\Psi, \Theta); \quad (1)$$

$$\Theta = \Theta_{\text{вкл}} - \Omega \cdot t \cdot 180 / \pi; \quad (2)$$

Здесь $\Theta_{\text{вкл}}$ - угол между полюсами статора и ротора при включении транзисторов (угол Θ принят равным нулю при согласованном положении полюсов); R - сопротивление фазы; Ω - круговая частота вращения; t - время; U_{ϕ} - напряжение питания фазы.

Напряжение питания фазы задается по следующему алгоритму:

если $\Theta > \Theta_{\text{откл}}$, $U_{\phi} = U$, где U - напряжение источника питания; если $\Theta < \Theta_{\text{откл}}$, $U_{\phi} = -U$. Здесь $\Theta_{\text{откл}}$ - угол между полюсами статора и ротора, при котором происходит отключение транзисторов;

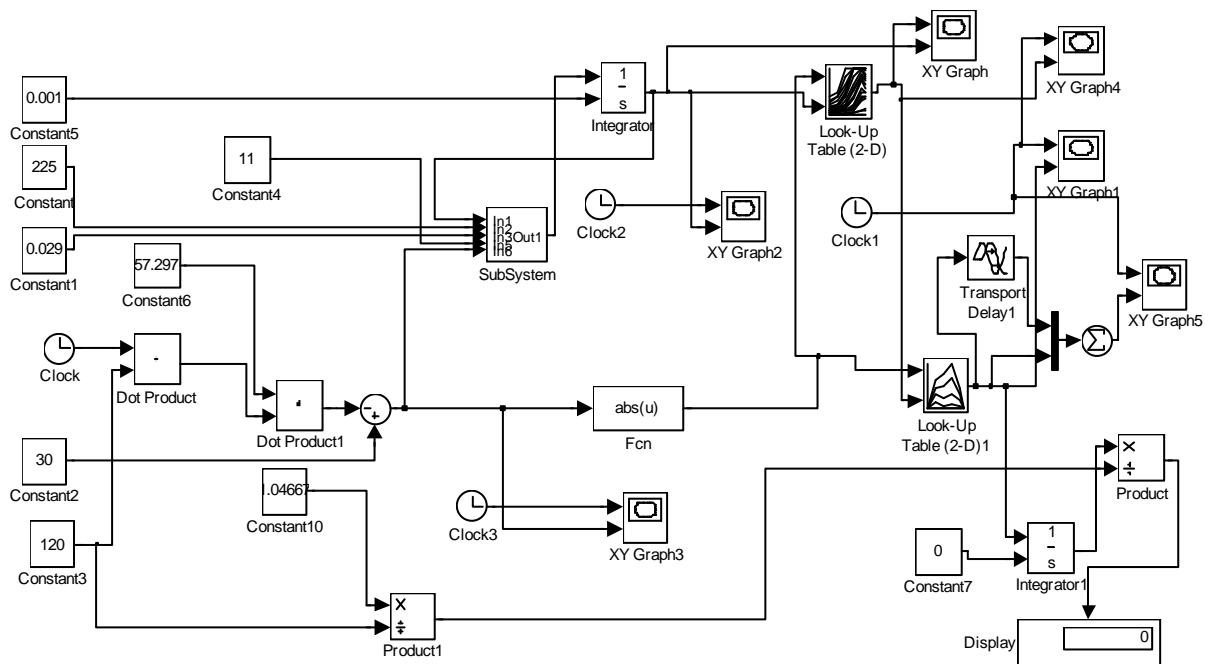


Рис. 1. Основная модель ВИД для установившихся режимов работы

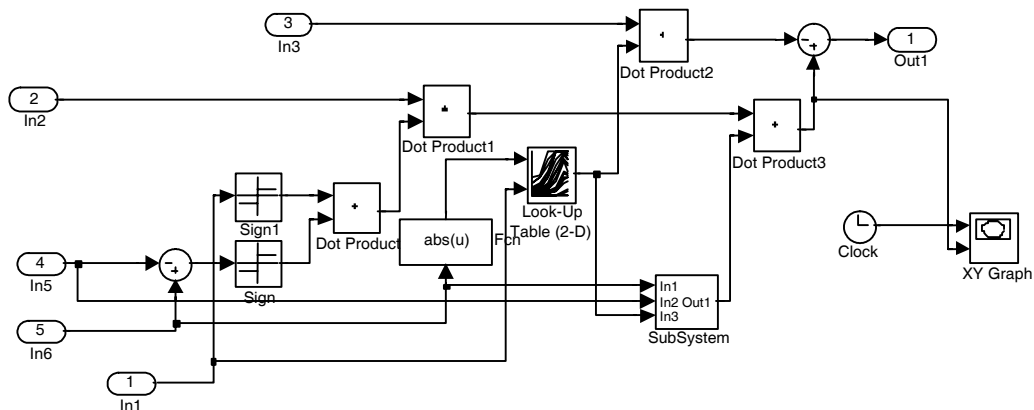


Рис. 2. Субмодель для вычисления правой части уравнения (1)

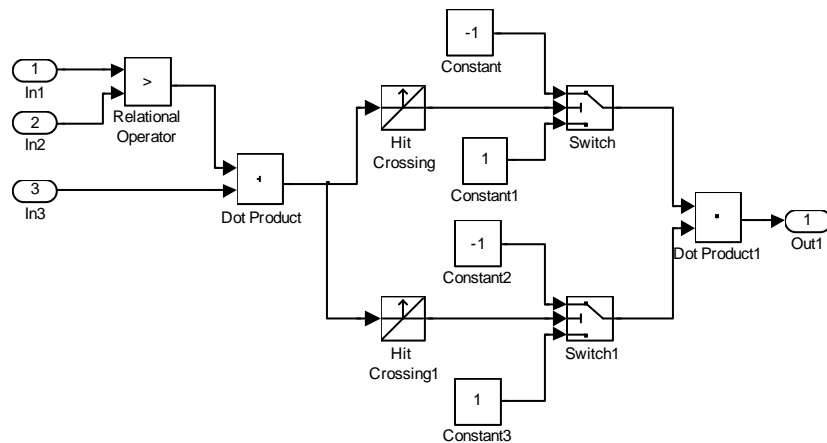


Рис. 3. Субмодель для учета ограничения тока фазы

при $\Theta > \Theta_{\text{откл}}$ если $i > i_{\text{max}}$, $U_{\phi} = -U$; если $i < i_{\text{min}}$, $U_{\phi} = U$. (это условие осуществляет ограничение тока фаз на основе принципа жесткой коммутации).

Исходные данные для расчета на модели: напряжение источника питания U ; углы включения и отключения $\Theta_{\text{вкл}}$, $\Theta_{\text{откл}}$; сопротивление фазы R ; угловая

частота вращения Ω ; значения максимального и минимального токов i_{max} , i_{min} ; величина периода фазы в радианах (необходима для расчета среднего значения момента за период); зависимости $i(\Psi, \Theta)$; зависимости $M(i, \Theta)$. Здесь M - электромагнитный момент фазы.

Зависимости $i(\Psi, \Theta)$ перестраиваются из магнитных характеристик $\Psi(i)$ при разных Θ . Магнитные характеристики могут быть получены одним из следующих способов:

- 1) путем расчета магнитного поля методом конечных элементов;
- 2) приближенным методом, описанным в работе [5];
- 3) из эксперимента, если расчет модели проводится для реального двигателя. Зависимость $M(i, \Theta)$ рассчитывается с помощью магнитных характеристик по соотношениям

$$M = \frac{dW_{co}}{d\Theta} \Big|_{i=const}; W_{co} = \int_0^i \Psi \cdot di;$$

Модель предназначена для определения следующих параметров установившегося режима:

- среднего момента фазы M_{cp} и результирующего момента $M_{рез} = M_{cp} \cdot m$, где m - число фаз;
- максимального результирующего момента M_{max} и коэффициента пульсаций момента $k_n = M_{max} / M_{рез}$;
- среднего, эффективного и максимального значения тока фазы;
- среднего и максимального значения результирующего тока.

С помощью этих параметров определяются механические характеристики при разных параметрах регулирования, осуществляется выбор элементов полупроводникового преобразователя и выбор параметров источника питания.

Основная модель представлена на рис.1. Она включает субмодель SubSistem, приведенную на рис.2 и предназначенную для вычисления правой части уравнения (1). В свою очередь, эта субмодель содержит другую субмодель, приведенную на рис.3, которая предназначена для реализации определения напряжения фазы с учетом ограничения величины тока фазы.

Исходные данные $U, R, \Theta_{вкл}, \Theta_{откл}, \Omega$ и величина периода фазы задаются как параметры констант. Значения i_{max}, i_{min} заданы в качестве параметров в блоках Hit Crossing в субмодели на рис.3. Блоки Switch в этой субмодели настроены таким образом, чтобы передавать отрицательный сигнал при определении критических токов с помощью блоков Hit Crossing. Зависимости $i(\Psi, \Theta)$ и $M(i, \Theta)$, приведены в качестве параметров в блоках Look-Up Table (2-D), которые осуществляют кусочно-линейную интерполяцию двумерного сигнала.

Блоки Sign на рис.2 изменяют знак напряжения при выполнении условия $\Theta < \Theta_{откл}$ и останавливают работу модели при выполнении условия $\Psi = 0$. Проинтегрировав полученную зависимость $M(t)$ и разделив результат интегрирования на значение периода фазы, получаем среднее значение момента фазы, которое выводим на дисплей. Подобным образом определяется среднее значение тока фазы (на рис.1 не показано).

Для определения максимального результирующего момента и коэффициента пульсаций используется блок Transport Delay, который задерживает величину сигнала момента на время, через которое проис-

ходит включение следующей фазы. Затем моменты двух фаз суммируются и результирующий момент выводится на экран. Максимальное значение момента определяется визуально из графика.

Для апробации модели были проведены расчеты для исходных данных, приведенных в работе [6]. Результаты расчета на модели и результаты из работы [6], полученные с помощью расчета по программе на языке Паскаль для математической модели из работы [4], приведены в таблице.

Таблица

U, В	$\Theta_{вкл}, \Theta_{откл},$ град	$\Omega,$ рад./с	$M_{cp}/k_n, Н/о.е.$	
			Simulink	Pascal
225	30, 11	120	240/1.25	222/1.28
		150	134/1.34	115/1.42
		170	102/1.45	84/1.46
	26,7	90	210/1.38	202/1.35
		100	163/1.62	153/1.62
		120	91.2/1.54	86.5/1.48
110	22,6	150	62/1.6	50.6/1.44
		50	192/1.33	194/1.39
	30, 11	60	175/1.48	168/1.58
		70	145/1.76	140/1.83
120	30, 11	100	71/1.55	54.4/1.47
		120	51/1.57	37.2/1.46

ВЫВОД

Является целесообразным использование специальной имитационной модели для анализа установившихся режимов работы ВИД; Для улучшения качества модели необходимо совершенствовать интерполирование зависимостей $i(\Psi, \Theta)$ и $M(i, \Theta)$ путем создания более рациональных таблиц и использования сплайнов (с помощью собственного блока).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Карпович О.Я., Онищенко О.А. Компьютерное исследование динамических свойств вентильно-индукторного двигателя. // Электротехника и электромеханика, 2003, №4.
- [2] Красовский А.Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода. // Электричество, 2003, №3.
- [3] Бычков М.Г. Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы. // Электричество, 1998, №6.
- [4] Галайко Л.П. Расчет зависимостей тока и момента вентильного индукторного двигателя различными методами. // Вестник НТУ "ХПИ", 2001, №17.
- [5] Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. Учеб. пособие. Издательство МЭИ., М., 2003.
- [6] Галайко Л.П. Механические характеристики вентильно-индукторного двигателя. // Вестник НТУ "ХПИ". 9'2002. №4.

Поступила 10.09.2004

ВОЗМОЖНОСТЬ СОЗДАНИЯ СИНХРОННЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ НА БАЗЕ СОВЕРМЕННЫХ ВАКУУМНЫХ КАМЕР

Гилёв А.А., к.т.н., доц.,

Севастопольский Национальный технический университет

Украина, 99053, Севастополь, студгородок, кафедра "Судовые и промышленные электромеханические системы"
тел. (0692) 235-272

У статті розглядається можливість створення вакуумних вимикачів з урахуванням особливостей випуску серійно вакуумних дугогасительних камер; пропонуються шляхи рішення виникаючих при цьому проблем.

В статті розглядається можливість створення вакуумних вимикачів з урахуванням особливостей серійно випускаємих вакуумних дугогасительних камер; пропонуються шляхи рішення виникаючих при цьому проблем.

ВСТУПЛЕНИЕ

В настоящее время для коммутации силовых электрических цепей среднего напряжения все более широкое применение находят вакуумные выключатели (ВВ), обладающие целым рядом преимуществ перед другими типами выключателей.

Высокие технические и эксплуатационные характеристики ВВ обеспечиваются в основном свойствами вакуумных дугогасительных камер (ВДК), входящих в их конструкцию. Вместе с тем ВДК являются наиболее дорогостоящим элементом ВВ. Так, для вакуумных выключателей фирмы АВВ стоимость ВДК составляет 70% от его общей стоимости. Очевидно, что при таком соотношении экономический эффект применения ВВ в значительной степени зависит от того, насколько полно используется ресурс ВДК. Как показывает сопоставление технических характеристик ВДК и ВВ, имеется существенное различие между их коммутационной и механической износостойкостью, особенно в режиме коммутации номинально отключаемых токов.

В зависимости от режима работы, коммутационная износостойкость ВДК в 2 ... 7 раз ниже механической. Следовательно, имеется возможность значительного продления срока службы ВДК путем увеличения их коммутационной износостойкости.

В ВВ она определяется электрической энергией на контактах ВДК, существенно зависящей от таких параметров, определяющих нагрев контактов, как величина тока дуги отключения и длительность горения дуги, то есть фактически от количества электричества, протекающего через контакты.

Начало размыкания контактов обычного (не синхронного) выключателя является случайной величиной и может соответствовать различным моментам данного полупериода отключаемого тока (нарастание тока, максимальное его значение, убывание тока, прохождение его через ноль). Поэтому минимальное время гашения дуги в этих ВВ составляет от 5 до 15 мс. Условия гашения дуги при размыкании контактов в начале полупериода отключаемого тока будут существенно более тяжелыми, чем при размыкании контактов в момент, предшествующий переходу тока через ноль.

Если энергию, которая выделяется в дуге в промежуток за время горения дуги в течение одного полупериода промышленного тока (10 мс) принять за 100%, то энергия, выделяемая в дуге в промежуток при разведении контактов за 3 мс до перехода через ноль составит 21%, а при размыкании контактов за 2 мс до нуля – 10%. Уменьшение энергии, выделяющейся в дуге в промежуток, ускоряет процесс деионизации и позволяет значительно повысить величину

отключаемого тока по сравнению с обычным режимом ВДК при прочих равных условиях.

Выключатель с ускоренным движением контактов может дать весьма благоприятные условия для отключения холостых линий без повторных пробоев и, следовательно, без перенапряжений, опасных для изоляции электрооборудования. Быстрое нарастание холодной прочности является в значительной степени результатом быстрого разведения контактов даже без применения принципа синхронизации начала расхождения контактов.

Идея синхронного отключения токов вакуумными выключателями представляется перспективной для высоких значений номинально отключаемых токов и увеличения эксплуатационного ресурса как вакуумных камер, так и ВВ в целом. Кроме того, синхронизированное быстродействующее отключение уменьшает длительность короткого замыкания, и, следовательно, уменьшает термическое действие токов на электрооборудование и повышает устойчивость энергосистем.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ВАКУУМНЫХ КАМЕР ДЛЯ СИНХРОННОГО ОТКЛЮЧЕНИЯ

Одним из требований, предъявляемых к синхронным выключателям, является малое время срабатывания, которое должно составлять менее 1/4 периода отключаемого тока. При промышленной частоте 50 – 60 Гц, четверть периода составляет 5...4,2 мс.

Вакуумная камера фирмы "Сименс" в разрезе представлена на рисунке.

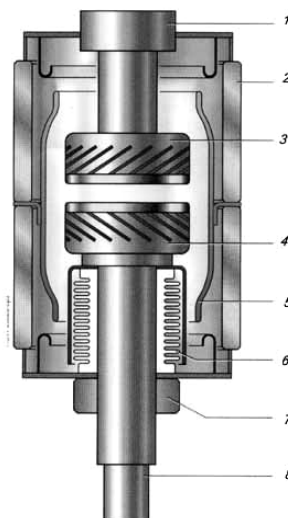


Рис. Вакуумная дугогасительная камера (пример)

Здесь 1 – контактный диск; 2 – изолятор; 3 – фиксированный контакт; 4 – подвижный контакт; 5 – дуговой экран; 6 – металлический сильфон; 7 – направляющая втулка; 8 – соединительный шток.

Выпускаемые ныне вакуумные дугогасительные камеры имеют ограничения по скорости перемещения подвижного контакта. Это связано с механическими свойствами сильфона, отделяющего внутреннюю полость камеры от окружающей среды и одновременно обеспечивающего подвижность одного из контактов. Верхняя граница скорости перемещения подвижного контакта современных ВДК составляет 1,4...2 м/с. С другой стороны различные ВДК имеют разную величину расстояния между контактами в разомкнутом состоянии (d мм).

Минимально допустимое время полного расхождения контактов ВДК t_n можно найти как частное от деления расстояния между контактами d в мм на максимально допустимую скорость перемещения подвижной части ВДК, $V_{\text{дв}}$ в м/с:

$$t = d/V_{\text{дв}} \text{ (мс)}.$$

Параметры некоторых вакуумных камер, выпускаемых различными странами, а также вычисленное значение t_n представлены в таблице.

Вакуумные камеры более раннего выпуска (КДВ-21; КДВ-35) имели контактные наконечники,

выполненные из вольфрама для уменьшения величины эрозионного износа. Вольфрам обладает малой эмиссионной способностью при коммутации, контакты вследствие этого разогревались незначительно и поэтому ход подвижного контакта был невелик и составлял 4...10 мм. Однако вольфрамовые контакты, несмотря на определенные преимущества перед контактами из других материалов, давали большие токи среза при отключении, что вызывало значительные перенапряжения в коммутируемой цепи. Этот факт значительно затормозил процесс широкого применения вакуумных выключателей.

Новое поколение вакуумных камер имеют композиционный состав контактов (Cu, Cr) [1], имеющий по сравнению с вольфрамом более «мягкую» характеристику отключения из-за более высокой автоэлектронной эмиссионной способности. За это положительное качество приходится расплачиваться большим ходом подвижного контакта (в некоторых случаях до 60 мм) и, как следствие, пониженным быстродействием. Как следует из таблицы, по минимальному времени срабатывания требованиям синхронного отключения отвечает лишь морально-устаревшие вакуумные дугогасительные камеры типа КДВ-21 с вольфрамовыми контактами.

Таблица

Характеристики вакуумных камер

Страна	Фирма	Тип камеры	U_n , кВ	I_n , А	Коммут. ресурс циклы	Ход конт., мм	Макс. допуст. скорость V_{max} , м/с	Миним. время срабат. t_{min} , мс
Украина	ПО "Полярон"	КДВ-21	15	300	150000	4...5	1...1,6	2,1
	ПО "Октава"	КДВ-10-20/1600	10	1600	-	8	1,5...1,9	4,2
Россия	ВЭИ	КДВ-35	35	1600	25000	13...14	1,1...1,5	10
	НПП "Контакт"	КДВХ-40-1600	12	1600	-	10	1,6...1,9	5,2
Германия	ABB	VG 6	36	2000	30000	14 ± 2	1,2...1,5	10
Великобритания	Vacuum Interrupters Limited	V-204	10	800	-	6	0,8...1	6
США	Вестингаус	WZ23328	38	1200	10000	16	1,8	9
Япония	"Мейденси"	SS-3020-835	36	1250	10000	18	1,5...1,8	10

ПУТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СИНХРОННОГО ОТКЛЮЧЕНИЯ ВАКУУМНЫМИ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ

Общим недостатком всех выпускаемых в настоящее время ВДК с точки зрения повышения быстродействия является то, что подвижный контакт перемещается вместе с токоподводом, изготовленным из мягкой отоженной меди, причем длина подвижного токоподвода определяется габаритами камеры, сильфонного узла и необходимостью внешнего токосъема, а его сечение зависит от длительно пропускаемого тока [2].

Расчеты показывают, что в такой конструкции быстродействие не может быть увеличено сверх 1...5 мс. Кроме того, для увеличения максимально допустимой скорости перемещения подвижного контакта ВДК необходимо так изменить конструкцию сильфона, чтобы он не разрушился и выдерживал достаточное количество включения-отключения при такой скорости.

Это решение связано с серьезными конструктивными разработками и материальными затратами и может рассматриваться лишь в качестве перспективного.

Второй путь достижения синхронного отключения уже имеющимися вакуумными камерами заключается в обеспечении величины упреждения начала

разведения контактов в пределах 2...4 мс. При этом нуль отключаемого тока приходится на расстояние между контактами, равное 4...8 мм, что при продолжении подвижной части выключателя приведет к надежному погасанию дуги.

ВЫВОДЫ

Из вышесказанного можно сделать следующие выводы:

- создание синхронных вакуумных выключателей на базе серийно выпускаемых вакуумных камер является разрешимой задачей;
- применение синхронных вакуумных выключателей позволяет резко увеличить коммутационный ресурс вакуумных камер и за счет этого получить значительный экономический эффект.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Евдокунин Г.А., Тилер Г. Современная вакуумная коммутационная техника для сетей среднего напряжения. – С.-П.: Терция, 2000. – 114с.
- [2] Воздвиженский В.А. Вакуумные дугогасительные камеры с высоким быстродействием при отключении // Электротехника. – 1988. – №3. – С.11 - 15.

Поступила 09.09.2004

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ ЛІНІЙНИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ

Голенков Г.М., к.т.н., доц.

Київський національний університет будівництва і архітектури

Україна, 03037, Київ, пр. Повітрофлотський 31, КНУБА, кафедра "Електротехніки та електроприводу"
тел. (044) 241-55-65

Розроблено методику розрахунку графоаналітичним методом часу перехідного процесу запуску лінійного асинхронного електропривода електромагнітного молоту, обґрунтовано місце розташування датчиків контролю переміщення бігуна (ударника) і дано передумови для розробки алгоритму керування роботою молоту для забивання паль.

Разработана методика расчёта графоаналитическим методом времени переходного процесса запуска линейного асинхронного электропривода электромагнитного молота, обосновано место расположения датчиков контроля перемещения бегуна (ударника) и даны предпосылки для разработки алгоритма управления работой молота для забивки свай.

Перспективними із точки зору покращення техніко-економічних показників машин ударної дії є приводи виконавчих механізмів на основі лінійних асинхронних електродвигунів (ЛАД) [1].

В роботі [2] та ін. проаналізовані електромагнітні процеси, що протікають у ЛАД, та систематизовані чисельні методи розрахунку тягових характеристик при різних режимах роботи з урахуванням "крайового ефекту".

Однак, були недостатньо змодельовані електромагнітні процеси, пов'язані із вмиканням та вимиканням приводу ЛАД при роботі електромагнітного молоту, наприклад, молоту для забивання паль (рис.1). Не була змодельована оптимальна оцінка енергетичних параметрів, пов'язаних із перехідними електромагнітними процесами, які характерні при роботі механізмів ударної дії, що ускладнює автоматизацію процесу роботи молоту.

Електромагнітний молот працює таким чином. Через тиристорну станцію управління на обмотку індуктора подається напруга змінного струму, і виникає магнітне поле, що біжить, яке при взаємодії з індукційним струмом вторинного контуру бігуна викликає тягове зусилля, що впливає на дію бігуна ударника.

Датчики D1-D4 дозволяють за заданою програмою вмикати та вимикати ЛАД, фіксуючи при цьому місце розташування бігуна та використання його у якості ударника, який міг би розвинути максимальну енергію удару. З метою визначення місця оптимального розташування датчиків на шляху руху бігуна необхідно провести дослідження, пов'язані з перехідними процесами роботи приводу ЛАД електромагнітного молота.

При розробці автоматизованого електроприводу молоту з ЛАД потрібно для управління роботою механізму для занурення паль розрахувати тягову характеристику ЛАД, визначити перехідні процеси роботи молоту з метою знаходження місця розташування датчиків контролю положення бігуна молоту, що дозволить автоматизувати молот.

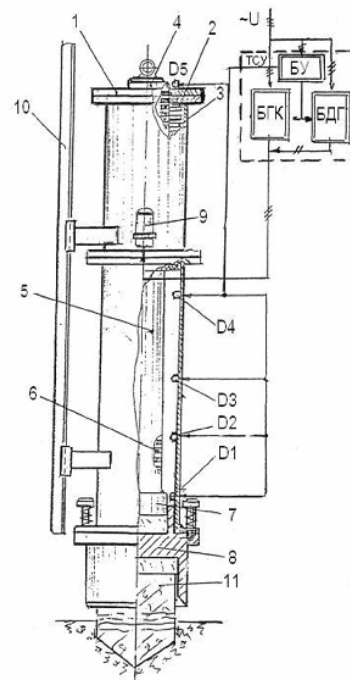


Рис.1. Молот електромагнітний для занурення паль:

1-корпус молоту; 2-статор ЛАД; 3-обмотка статора ЛАД; 4-бігун (ударник); 5-сердечник бігуна; 6-обмотка (кільце) бігуна; 7-п'ята бігуна (ударника); 8-наголовник (ковадло); 9-кабельний ввід; 10-направляюча; 11-паль; D1-D5 – датчики положення; ТСУ – тиристорна станція управління; БУ – блок управління; БТК – безконтактний тиристорний комутатор; БДГ – блок динамічного гальмування

Для розрахунку процесів роботи молоту застосовано графоаналітичний метод.

Складається диференційне рівняння руху бігуна ЛАД молоту, наприклад, для забивання паль, тоді:

$$F_{\dot{a}i}(s) \pm F_c = m \frac{dV}{dt}, \quad (1)$$

де $F_{\dot{a}i}(s)$ - електромагнітне тягове зусилля ЛАД, Н;
 $F_c = F_{\dot{a}i}(s) / 1,3$ - сила опору (номінальне зусилля), Н;
 $m = F_{c(H)} / g$ - маса бігуна, кг; g - прискорення вільного падіння, m/c^2 .

Електромагнітне тягове зусилля:

$$F_{\hat{a}i} = \frac{Nm_1 U_1^2 R_2' / s}{V_1 ((R_1 + R_2' / s + \xi R_{\mu})^2 + (X_1 + X_2' + \xi X_{\mu})^2)} + \frac{N \xi m_1 U_1^2 (R_2' / s + R_1 / (2s - 1))}{V_1 ((R_1 + R_2' / s + R_1 / (2s - 1))^2 + (X_1 + X_2')^2)}, \quad (2)$$

де m_1 - число фаз; U_1 - напруга живлення, В; V_1 - швидкість магнітного поля статора, м/с; f - частота мережі, Гц; R_1, X_1 - активний та індуктивний опори обмоток індуктора (статора), Ом; R_2', X_2' - приведені до обмоток індуктора активний та індуктивний опори обмоток бігуна, Ом; R_{μ}, X_{μ} - активний та індуктивний опори контуру намагнічування, Ом; $\xi = 1/2p$ коефіцієнт несиметричності струмів вторинного контуру, де p - число пар полюсів; $s = (V_1 - V) / V_1$ ковзання, де V - швидкість бігуна, м/с; N - кількість паралельно ввімкнених двигунів.

По формулі (2) робиться розрахунок характеристики при зміні ковзання s від 1 до -0,05 і будується тягова характеристика $F = f(V)$ (рис.2). Розрахунок перехідних процесів виконано для ЛАД з потужністю $P_2 = 21$ кВт, тяговим зусиллям $F_{c(ном)} = 3500$ Н, номінальною швидкістю $V = 6$ м/с, числом пар полюсів $p = 1, 2, 3$ і 4.

Для визначення часу перехідного процесу проведемо перетворення у рівнянні (1):

$$F_{\hat{a}i}(s) \pm F_c = m[a(s) \pm g], \quad (3)$$

де $a(s)$ - прискорення, що створюється електромагнітним полем, м/с².

Графік залежності $a^{-1} = f(V)$ наведено на рис. 3.

Скоротимо ліву та праву частину рівняння на m . Замінімо вираз $[a(s) \pm g]$ на a і отримаємо:

$$a = [F_{em}(s) \pm F_c] / m, \quad (4)$$

або

$$a = \frac{dV}{dt}. \quad (5)$$

Перетворимо вираз (5): $adt = dV$, $dt = a^{-1}dV$.

Проінтегрувавши ліву і праву частини попереднього виразу, отримаємо:

$$\int_0^{t_n} dt = \int_0^{V_n} a^{-1} dV, \quad (6)$$

$$t_n = a^{-1} \int_0^{V_n} dV, \quad (7)$$

де t_n - час перехідного процесу, с; V_n - номінальна швидкість бігуна, м/с.

Отриманий інтеграл незручний для подальших розрахунків, тому запишемо його у вигляді суми:

$$t = a^{-1} \int_0^{V_n} dV = \sum_{i=1}^n \Delta t_i, \quad (8)$$

$$\Delta t_i = \frac{(a_i^{-1} + a_{i-1}^{-1}) V_{\max}}{2n}, \quad (9)$$

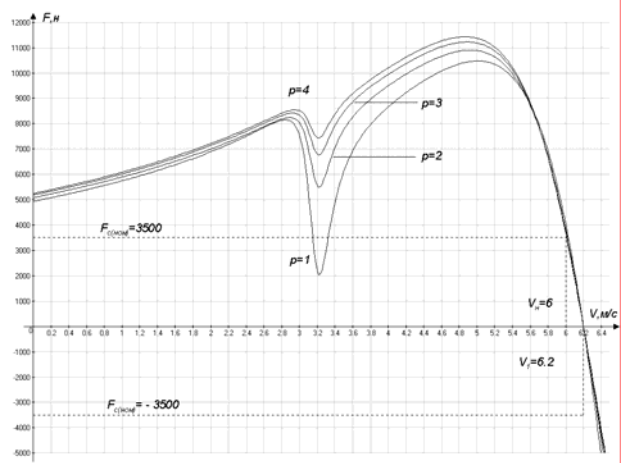


Рис.2. Типова тягова характеристика ЛАД

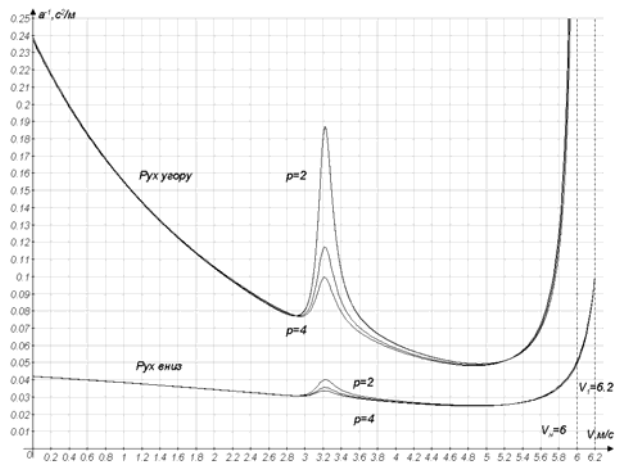


Рис.3. Залежність $a^{-1} = f(V)$

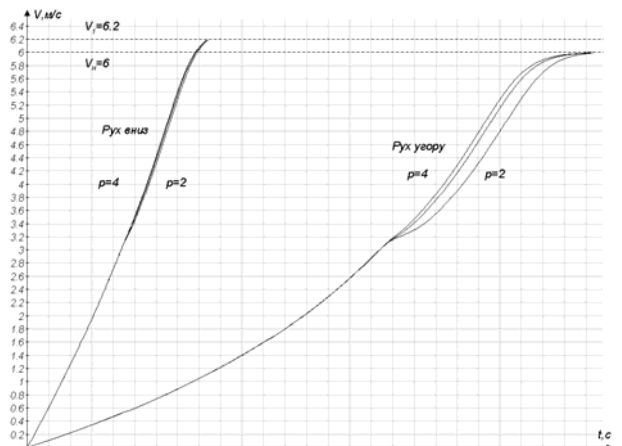


Рис.4. Залежність $V = f(t)$

де n - число відрізків, на які розбивається інтервал побудови. Для наближеного обчислення значення цього інтегралу застосуємо метод трапецій.

Далі розрахуємо рух бігуна вгору (рис.4):

$$[F_{em}(V) - F_c] = f(V), \quad (10)$$

і за формулою для оберненого прискорення:

$$a^{-1} = \frac{m}{F_{em}(s) - F_c}, \quad (11)$$

де $m = \frac{F_c}{g}$ - маса бігуна, кг. Таким чином, розрахуємо

рух бігуна вниз (рис.4):

$$[F_{em}(V) + F_c] = f(V), \quad (12)$$

$$a^{-1} = \frac{m}{F_{em}(s) + F_c}. \quad (13)$$

Графік залежності $V = f(t)$ (рис. 4), t_i - час, с:

$$t_i = \frac{a_i^{-1} + a_{i-1}^{-1}}{2} \cdot \frac{V}{n} + t_{i-1}, \quad (14)$$

де n - кількість частин, на яку розбивається ділянка побудови; V_{max} - швидкість бігуна, $V = (1-s)V_1$.

Графік залежності $H = f(V, t)$ (рис. 5) побудуємо за формулою:

$$H_i = \frac{(V_i + V_{i-1})}{2} \Delta t_i + H_{i-1}, \quad (15)$$

де $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ - елементарний час, с; H_i - висота підіймання бігуна, м.

Нехай бігун починає вільно падати зі стану спокою без початкової швидкості з прискоренням g (рис. 6, б). Позначимо початкову висоту ударника над наголовником (ковадлом) через h , час його падіння з цієї висоти до ковадла - через t і швидкість, досягнуто ударником у момент падіння на ковадло - через V :

$$h = \frac{1}{2} g t^2 = \frac{V^2}{2g}. \quad (16)$$

Таким чином (рис.6), датчик D_1 встановлюють на нульовій позначці, тобто коли бігун знаходиться у нижньому стані і п'ята стикається з ковадлом. Датчик D_2 встановлюють на перетині кривої руху бігуна вгору під дією електромагнітного тягового зусилля, що його розвиває ЛАД (крива "а") з кривою "в", за законом якої бігун падав донизу під дією сили тяжіння з прискоренням g . Датчик D_3 встановлюють на позначці заданої висоти H . Датчик D_4 встановлюють на відмітці V_1 - швидкості поля ЛАД, яку необхідно замінити на V_{max} - максимальну швидкість бігуна у момент досягання ним ковадла, яка визначається з формули:

$$V_{max} = \sqrt{\frac{2W_{max}}{m}}, \quad (17)$$

де W_{max} - максимальна енергія;

$$W_{max} = W_1 + W_{\Delta H}, \quad (18)$$

де $W_1 = \frac{mV_1^2}{2}$ - енергія, яку може розвинути молот під дією електромагнітної сили; $W_{\Delta H} = mg\Delta H_i$ - енергія, яку може розвинути молот на висоті ΔH_i після проходження бігуном датчика D_4 при русі донизу.

Розташування датчиків контролю положення бігуна при розробленій процедурі керування за відповідним алгоритмом та його автоматизації дозволить отримати максимальну енергію удару при мінімальних затратах електричної енергії молоту.

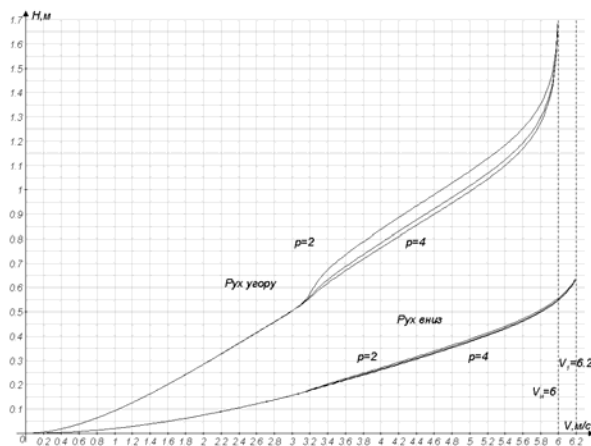


Рис. 5. Залежність $H = f(V)$.

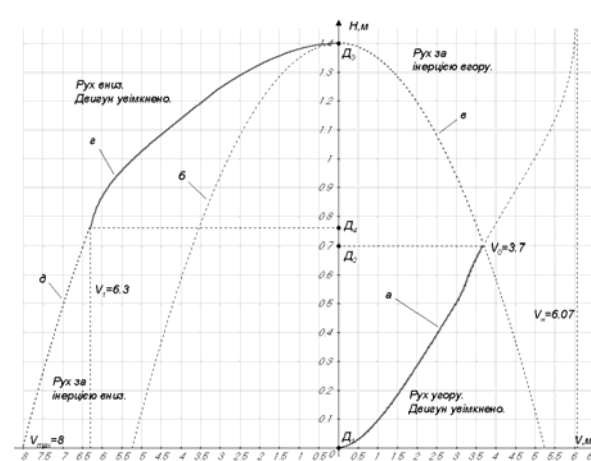


Рис. 6. Встановлення датчиків.

а) з урахуванням впливу електромагнітного тягового зусилля, що його розвиває ЛАД при русі бігуна вгору; б) без початкової швидкості зі стану спокою бігуна донизу; в) із початковою швидкістю V_0 при русі бігуна угору; г) з урахуванням впливу тягового зусилля, що розвиває ЛАД при русі бігуна униз; д) з урахуванням початкової швидкості V_1 - рух бігуна донизу.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Голенков Г.М. и др. А.С. 1375739 (СССР) Электромагнитный молот для забивки свай. Оpubл. В Б.Н., 1988, №7.
- [2] Голенков Г.М. Моделирование тяговых характеристик линейных асинхронных электродвигателей. Научно-практический журнал "Электротехника і електромеханіка", Харків, 2003, випуск 4, с 21-22.
- [3] Ильин В.А., Позняк Э.Г. Основы математического анализа. Часть 1. М., 1971г., С. 359 - 409.

Надійшла 15.10.2005

СИСТЕМНИЙ АНАЛІЗ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ІНДУКЦІЙНИМ РЕГУЛЯТОРОМ В КОЛІ РОТОРА

Головань В.І., к.т.н., доц.

Чернівецький факультет Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”
Україна, 58000, Чернівці, вул. Головна, 203А
тел./факс (0372) 7-24-15

Головань І.В.

Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03680, Київ-57, пр-т Перемоги, 56
тел. (044) 454-26-37

В роботі розглядаються основи організації, моделювання та прийняття рішень в ієрархічно складній системі асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора.

В работе рассматриваются основы организации, моделирования и принятия решений в иерархически сложной системе асинхронных двигателей с индукционным регулятором в цепи ротора.

Робота присвячена системному аналізу асинхронних двигунів (АД) з індукційним регулятором (ІР) в колі ротора (АДІР), який призначений для електроприводів з інтенсивними режимами роботи. Приймаючи в якості критеріїв вид входу і виходу, АДІР можна віднести до класу машин, в яких вхідними і вихідними величинами є маса, енергія і інформація [1]. Із інформаційної моделі відносин зв'язку в комплексній системі [2] випливає, що дані експлуатації в сфері задовільнення потреб ставлять умови задачі для проектування, конструювання та дослідження. Цим підкреслюється значення необхідної єдності операційної дії при задовільненні потреб. Таким чином, можна сформулювати, що асинхронний двигун з індукційним регулятором в колі ротора – це технічний засіб, оснований на визначенні дій, визнаних функціонуванням масогабаритних параметрів, енергії і інформації, які розглядаються в часі і просторі.

Основною особливістю АДІР являється: наявність великої кількості різнорідних елементів (підсистем); складний характер, неоднорідності зв'язків між підсистемами; складність функцій, які виконуються системою; наявність невизначеності в описі системи; складність визначення (організації) необхідної управляючої дії; наявність багатосистемних та різних по типу зв'язків між окремими елементами системи, які характеризуються відповідним порядком, внутрішніми властивостями, направленістю і виконання функцій системи [3]. Виходячи з цих властивостей, АДІР можна прийняти як складну систему.

Ефективність процесу розробки технічних рішень (ТР) складної системи АДІР залежить в великій мірі від концентрації роботи в цілому та від її комплексності і системності [4,5]. Запропонована авторами послідовність розробки інформаційної моделі складної системи АДІР [6] дає можливість використовувати строгі наукові методи перетворення інформації.

Виходячи з позицій системного підходу та [6,7] представимо складну систему АДІР в вигляді “кортежного” (тобто “в вигляді послідовного перерахування”) визначення [8]:

$$\Sigma: \{\{M\}, \{X\}, F\}, \quad (1)$$

де Σ - система; M – елемент (пристрій-матеріальний, енергетичний, інформаційний), який володіє рядом важливих властивостей, але внутрішня будова (зміст) якого безвідносно до мети розглядання; $\{M\}$ – сукупність елементів, яка розглядається в системі; $M \in \{M\}$ – належність елемента сукупності; X – зв'язок – обмін між елементами матерією (речовиною), енергією, інформацією одиничним актом якого виступає вплив (дія); $\{X\}$ – сукупність зв'язків; F – функція (нова властивість) системи.

Позначаючи всі дії, наприклад, елемента M_1 на M_2 через X_{12} , елемента M_2 на M_1 через X_{21} і т.д. систему АДІР можна надати як сукупність взаємопов'язаних елементів (відношень), які володіють: зв'язками, що дозволяють з допомогою переходів від елемента до елемента з'єднати два довільних елементи сукупності; властивостями (призначеннями, функціями), відмінними від властивостей окремих елементів сукупності.

Етап дослідження, тісно пов'язаний з науково-інженерною дисципліною–системним аналізом [8-12].

Визначення процедур прийняття рішення і пов'язаної з цим організації системи складають актуальну проблему створення та експлуатації складної системи АДІР.

Системний аналіз складної системи АДІР розглядає проблеми прийняття рішень в умовах аналізу великої кількості інформації різної природи. Метою застосування системного аналізу до конкретної проблеми складної системи АДІР являється підвищення ступені обґрунтованості рішення, яке приймається, розширення чисельності варіантів, серед яких проводиться вибір.

До основних показників, які визначають ефективність процесу розробки технічних рішень, АДІР можна віднести (рис.1) [13,14,15]: категорії функціонування ТР; критерії, які характеризують процес створення ТР; фактори, які визначають ефективність ТР.

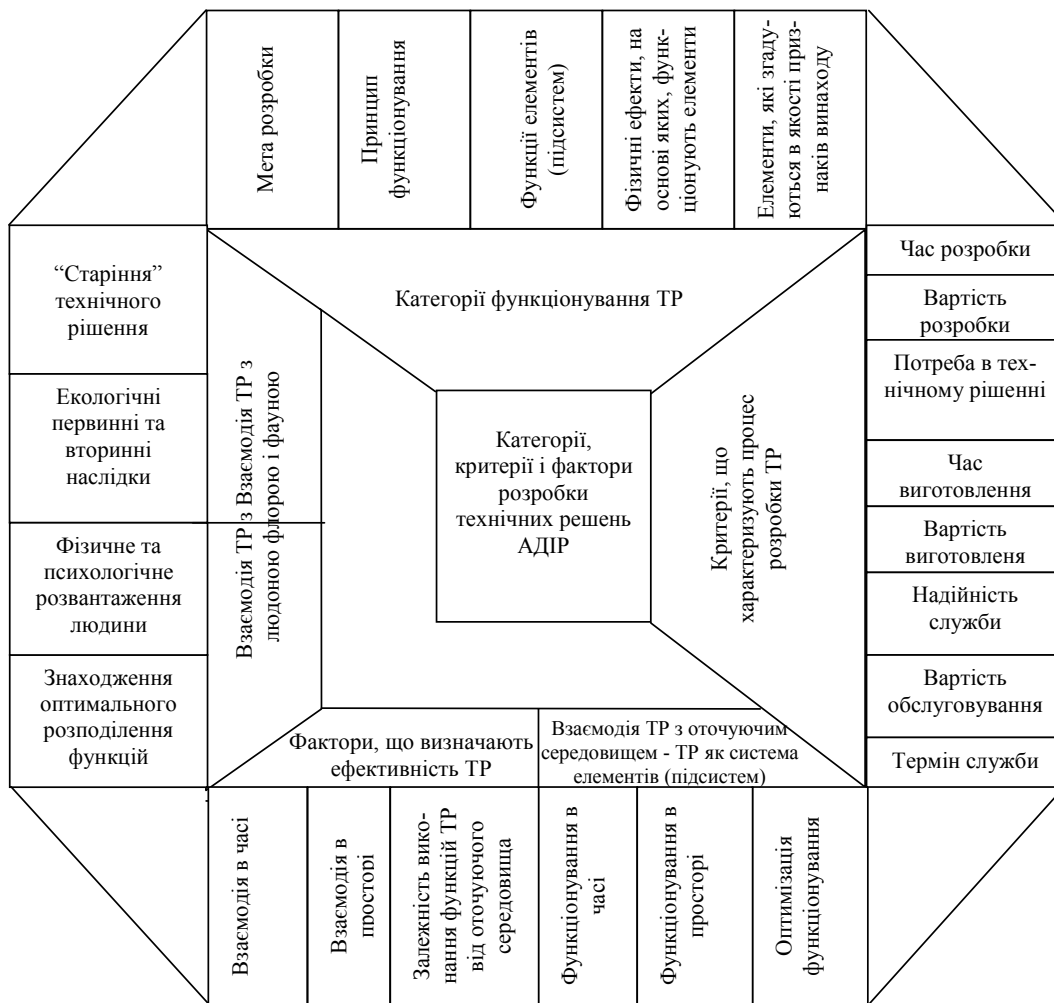


Рис. 1. Показники, що визначають ефективність процесу розробки технічних рішень АДП

Протиріччя між зростаючою складністю ТР, з однієї сторони, та підвищуючими багатофакторними вимогами до них, з іншої сторони, вирішуються при системному розгляді всіх станів життєвого циклу АДП.

Системний аналіз складної системи АДП в широкому розумінні, як методологія (сукупність методичних прийомів) постановки і рішення задач, побудови і дослідження систем, тісно пов'язана з математичним моделюванням. Для обґрунтованого дослідження складної системи АДП пропонується загальна методика (тобто послідовність орієнтуючих дій) в вигляді стадій системних досліджень [8].

Стадія 1 - виявлення головних функцій (властивостей, мети, призначення) системи. Формування (вибір) основних предметних понять, які використовуються в системі.

На цій стадії вирішуються питання визначення основних виходів в системі, тобто тип виходу: матеріальний, енергетичний, інформаційний. Вони повинні бути віднесені до будь-яких фізичних або інших понять: вихід АДП – масогабаритні параметри (які?), вихід двигуна – потужність (яка?), вихід системи автоматизованого проектування АДП – конструкторська документація (креслення чого?) і т.д.

Із-за складності АДП розглядається не сама система, а формальний опис тих її особливостей, які сут-

теві для мети дослідження. Якщо описати проходження сигналу в середині моделі (1) формальним чином (диференційними рівняннями або оператором “вхід-вихід”), то можна без самої системи визначити вихідні сигнали по вхідних, і на основі введення дій, параметрів і правил представити модель як кортеж

$$\Sigma: \{x^+, X^-, \alpha, t, y, S, V, \bar{V}\}, \quad (1)$$

$$x^+ \in X^+, x^- \in X^-, \alpha \in A, t \in T, y \in V, \quad (2)$$

де набір вхідних дій (входів) в системі – x^+ і вся їх доступна сукупність – X^+ , $x^+ \in X^+$; набір вихідних дій (виходів) в системі – x^- і вся їх можлива сукупність – \bar{O}^- , $x^- \in X^-$; набір параметрів, які характеризують властивості системи, постійні на протязі всього часу розглядання і впливають на вихідні дії системи, – α і вся їх допустима сукупність – A , $\alpha \in A$; набір параметрів, які характеризують властивості системи і змінюються під час її розглядання (параметри стану), – y і вся їх допустима сукупність – Y , $y \in Y$; параметр (або параметри) процесу в системі – t і вся їх допустима сукупність – T , $t \in T$; правило S (функція, оператор) визначення параметрів стану системи по входах x^+ , постійних параметрах α і параметру процесу t . Необхідно завжди розрізняти величини і правила їх визначення. Запис $y=S(x^+, \alpha, t)$ означає знаходження параметру по цьому правилу, в той час як про величину y

можна говорити і поза правилами її визначення; правило V (функція, оператор) визначення вихідних характеристик системи по входах x^+ , постійних параметрах α , параметру процесу t і параметрах стану y , тобто $x^- = V(x^+, \alpha, t, y)$; правило \bar{V} (функція, оператор) визначення вихідних характеристик системи по входах x^+ , постійних параметрах α , параметру процесу t . Вказане правило \bar{V} може бути отримано підстановкою правила S в правило V , що дає виключення із нього параметрів стану: $x^- = \bar{V}(x^+, \alpha, t)$.

Основні властивості складної системи АДІР в моделі (2) відображаються слідуочим чином: лінійність або нелінійність розшифровується як лінійна (нелінійна) залежність від входів операторів S (лінійність або нелінійність параметрів етапів) або \bar{V} (лінійність або нелінійність моделі в цілому); неперервність або дискретність виражаємо в структурі множин (сукупностей), яким належать параметри стану, параметр процесу та виходи системи (дискретність множин Y, T, \bar{O}^- - веде до моделі, яка називається дискретною, а їх неперервність – до моделі з неперервними властивостями); детермінованість або стохастичність – якщо в моделі серед величин x^+, a, y, x^- є випадкові, тобто які визначаються тільки деякими вірогідними характеристиками, то модель називається стохастичною (вірогідною, випадковою). При малих відхиленнях від фіксованих значень модель вважається детермінованою, а відхилення результату досліджується методами оцінок або аналізу її чутливості. При значних відхиленнях застосовуються методи стохастичного дослідження; стаціонарність або нестаціонарність виражається в незмінності в часі фізичних величин. Відображення стаціонарності в формальному записі розглянемо розширений вид правила S , в яке введена його залежність від початкових умов процесу t_0, y_0 і залежність входів від параметрів t :

$$y = S(x^+(t), a, t, t_0, y_0).$$

Тоді для стаціонарного процесу має місце рівність $S(x^+(t+Q), a, t+Q, t_0+Q, y_0) = S(x^+(t), a, t, t_0, y_0)$.

Аналогічно можна визначити стаціонарність правил V і \bar{V} ; кінцевості або безкінцевості числа входів, виходів, параметрів стану, постійних параметрів системи (на практиці використовуються тільки моделі з кінцевомірністю всіх перерахованих складових).

Другою загальною властивістю моделі являється вид складових кортежа, коли входи, виходи і параметри α в системі - це числа, а правила \bar{V} - математична функція, або коли входи і виходи є функції параметра процесу. Тоді правила S, V, \bar{V} являються або функціями, або операторами і функціоналами. Функціями, від параметрів стану можуть бути і ті параметри системи, які ми раніш називали постійними. Ця ситуація зручна для дослідження моделі на ЕОМ.

Все це дозволяє вважати знакові моделі найвищою ступінню і рекомендувати прагнути до такої форми моделювання.

Стадія 2 - виявлення основних частин (модулів) з урахуванням їх єдності в системі і їх функцій.

На цій стадії розглядається внутрішній зміст системи, виявляється із яких великих частин (модулів) вона складається і яку роль кожна із них відіграє в системі. Формуються первинні відомості про структуру і характер основних зв'язків (1). Такі відомості зручно представляти і вивчати в вигляді структурної схеми.

Схематичне зображення модуля надамо на рис.2.

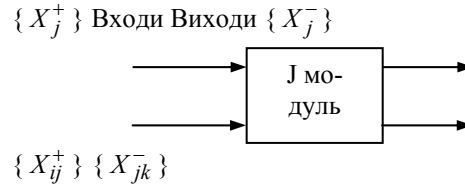


Рис.2. Модуль J

Тут X_j^+ – зовнішні (від “не-системи”) дії на елементи модуля J ; X_{ij}^+ - зв'язки від інших елементів системи на елементи модуля J ; X_{jk}^- - зв'язки (дії) від елементів модуля J на інші елементи системи; X_j^- - зв'язки (дії) – елементів модуля на “не-систему”, їх також можна розглядати як частину F_j функції системи F , яка реалізується модулем J . В даному випадку маємо $\{X_j^-\} = F_j$. Представимо модуль у вигляді перетворення

$$(\{X_j^+\}, \{X_{ij}^+\}, J) \rightarrow (\{X_j^-\}, \{X_{jk}^-\}). \quad (3)$$

Система в широкому розумінні – еквівалент поняття математичної моделі (ММ) [9-12] і задається парою множин U, Y та відношень U^*Y , які формалізують зв'язок (залежність) між множинами входів – U та множинами виходів – Y . Відповідно [6,7] відношенням R^*Y (відношенням між X і Y) являється підмножина множини X^*Y , тобто деяка сукупність пар $R = \{(x, y)\}$, де $x \in X, y \in Y$. Функціональний зв'язок (залежність) $y = x^2$ може бути представлений як відношення між множинами $X = (-\infty, \infty), Y = [0, \infty)$, яке включає пари (x, y) , для яких $y = x^2$.

З'єднання підсистем також являється системою і задається відношенням. Наприклад, послідовне з'єднання підсистеми $S_1 \subset U_1^*Y_1, S_2 \subset U_2^*Y_2$ є відношення $S \subset U_1^*Y_2$ таке, що $(u_1, y_2) \in S$, якщо існує $y_1 \in Y_1, u_2 \in U_2$, які задовільняють умови $(u_1, y_1) \in S_1, (y_1, u_2) \in R, (u_2, y_2) \in S_2$, де $R \subset Y_1^*U_2$ – відношення, яке визначає зв'язок між y_1 і u_2 . В самому простому випадку може бути $Y_1 = U_2$, а R – відношення тотожності, $(y_1, u_2) \in R$, якщо $y_1 = u_2$. Таким чином, можна визначити скільки завгодно складні системи, виходячи з простих.

Структуру системи АДІР зручно надати у вигляді графічної схеми, яка складається із ячеек (груп), які з'єднуються між собою лініями (зв'язками). Схема являється структурною, яка незмінна на протязі розгляду і дає уявлення про систему в цілому. Для символічного запису структури вводиться замість сукуп-

ності елементів $\{M\}$ виразу (1) сукупність груп елементів (підсистем) $\{\hat{M}\}$ та сукупність зв'язків між цими групами (підсистемами) $\{\hat{X}\}$ [8], тобто:

$$\Sigma\Sigma: \{\{\hat{M}\}, \{\hat{X}\}\} \quad (4)$$

Структуру (3) можна отримати із (1) об'єднанням елементів в групи. Необхідно відмітити, що функція F системи (3) як в (1) упущена, оскільки структура може бути в відповідній мірі безвідносна до неї. Різномірність елементів можна представити записом:

$$\{M\}: \{\{M^I\}, \{M^{II}\}, \dots, \{M^R\}\} \quad (5)$$

Аналогічно може бути записана і різномірність зв'язків (1). Таким чином, вже на цій стадії необхідно звернути увагу на, так звані, системоутворюючі фактори, тобто на ті зв'язки, взаємоумовленості, які і роблять систему системою.

Стадія 3 - виявлення основних процесів в системі, їх ролі, умов здійснення, стадійності, скачків, зміни стану і т.п. в функціонуванні системи; виділення основних управляючих факторів.

На цій стадії вивчається динаміка найважливіших змін в системі, хід подій в ній, вводяться параметри стану, розглядаються фактори, які змінюють ці параметри і забезпечують протікання процесів, а також умови початку та кінця процесів і т.д. Вивчається, чи управляємі процеси і чи сприяють вони здійсненню системою своїх головних функцій, виясняються основні управляючі дії, їх тип, джерела і ступінь впливу на систему.

Для символічного запису процесу введемо багатомірну (по числу характеристик) величину y , яка описує їх конкретні значення. Всю множину цих можливих величин позначимо через $Y: y \in Y$. Введемо параметр процесу t множину його значень T і опишемо y як функцію від цього параметру: $y=y(t)$. Тоді процес S_{tot} є деяке правило переходу від ситуації із значенням параметру t_0 до ситуації із значенням $t=t_0$ через всі його проміжні неперервні або дискретні значення:

$$S_{tot}(y(t_0))=y(t), y \in Y, t \in T. \quad (6)$$

Цьому процесу буде відповідати відображення множин

$$T^*Y \rightarrow Y \quad (7)$$

Процеси в системі можуть відігравати різну роль. Так в системі автоматизованого проектування процес проектування, як рух від технічного завдання до робочих креслень, являється основною функцією системи. І в цілому функціонування (а також створення) складної системи АДІР звичайно являється процесом.

При модульній побудові системи локальні цілі виступають як вимоги до виходів (вихідних характеристик) модулів. Продумані вимоги на виходи погоджують модулі так, що система, яка з них складається виконує глобальну мету.

Таким чином, локальні цілі виступають важливим регулятором організації частин і елементів в цілеспрямовану систему. Цілеспрямоване втручання в процес в системі являється управлінням.

Строгий підхід до управління вимагає чіткого, однозначного визначення: а) того, чим ми розпоряджаємося; б) які межі, в яких ми можемо вибрати; в) який вплив даного управління на процес (тобто на набір станів системи), який відповідний впорядкованій неперервній або дискретній зміні деякого параметру, який визначає характеристики (властивості) системи.

Загальний вигляд символічного запису процесу S_{tot}^u з управлінням u із деякої можливої сукупності управлінь U представимо в вигляді:

$$S_{tot}^u(y(t_0)) = y(t, u), y \in Y, t \in T, u \in U \quad (8)$$

Цьому управляємому процесу буде відповідати відображення множин

$$U \times T \times Y \rightarrow Y. \quad (9)$$

В (8) відображена тільки управляємість, варіативність процесу, але не його мета. Процес, який приводить до виконання мети позначимо через f для тих вихідних дій, на які можна впливати вибором управління u . Величини f , які являються критеріями, є частина виходів X_{jk}^- і X_j^- модуля або системи в цілому.

Позначимо бажаний вид вихідних дій через f_G , де G – є символ поставленої мети. Критерії f , відповідно вважаємо залежними від характеристик y і $f=f(y)$.

Нехай існує момент t_G (або він заданий) і існує стан y_G , який може бути досягнутий мети f_G , управляємим процесом S_{tot}^u . Тоді управління U_G , яке дозволяє виконати мету f_G , визначається як частина тріади (t_G, y_G, u_G) , яка задовольняє співвідношенням

$$S_{tot}^u(y(t_0)) = y(t, u), f(y) = f_G, y \in Y, t \in T, u \in U \quad (10)$$

Стадія 4 – виявлення основних елементів та характеру зв'язків "не-системи", з якими зв'язана система.

На цій стадії досліджуються основні зовнішні дії на систему (входи). Визначається їх тип (матеріальний, енергетичний, інформаційний), ступінь впливу на систему, основні характеристики. Фіксуються межі того, що вважається системою, визначаються елементи "не-системи", на які направлені основні вихідні дії. Тут необхідно прослідкувати еволюцію системи, цілі її формування, тому що це веде до розуміння структури та особливостей системи.

Приведене відношення відображує в абстрактному вигляді атрибути (властивості) АДІР, які притаманні нашому інтелектуальному уявленню про систему: цілісність та структурованість [8-10]. Цілісність (єдність) означає, що система АДІР відділена від зовнішнього середовища; середовище може оказувати відгук (реакцію) на ці дії через вихід. Структурованість означає, що система АДІР розділена в середині на декілька підсистем, які пов'язані і взаємодіють між собою так само, як ціла система взаємодіє з зовнішнім середовищем.

Стадія 5 – виявлення розгалуженої структури, ієрархії, формування уявлень про систему як про сукупність модулів зв'язаних входами – виходами.

Підкреслимо, що функціонування системи АДІР – це процес, який розгортається в часі, тобто множини можливих входів і виходів U, Y :

$$U = \{u: T \rightarrow U\}, Y = \{y: T \rightarrow Y\}, \quad (11)$$

де T – множина моментів часу, на якому розглядається система.

Стадія 6 – виявлення всіх елементів і зв'язків, важливих для поставленої мети. Їх віднесення до структури ієрархії в структурі. Ранжування елементів і зв'язків по їх вагомості.

Стадії 5 і 6 тісно пов'язані одна з одною, тому їх обговорювати бажано разом. При деталізації необхідно розглянути зв'язок системи з “не-системою”. На стадії 6 сукупність зовнішніх зв'язків вважається проясненою настільки, що можна говорити про доскональне знання системи. Ці стадії підводять підсумок загальному, цільному дослідженню системи.

Зробимо важливе розширення формального запису моделі (2) – включимо в неї управління. Розглянемо управляємий процес (правило переходу S^u). Нехай це правило S^u дозволяє вибором управління u із деякої фіксованої сукупності U досягати значення параметра стану y_0 , яке в свою чергу забезпечує отримання управляємих вихідних дій f в вигляді f_G відповідним виконанням мети G . Короткий запис управляємої моделі має вид

$$\Sigma^u: \{x^+, x^-, f_G, a, u, t, y, S^u, V, \bar{V}^u\},$$

$$x^+ \in X^+, x^- \in X^-, a \in A, u \in U, t \in T, y \in Y. \quad (12)$$

Складова u в (12) вказує на ті величини і об'єкти, якими можемо оперувати для виконання мети G . Складова f_G в (12) є сама мета G , записана в вигляді моделі. Для перетворення неуправляємої системи в управляєму із складових кортежа (2) виділяється управління: із входів x^+ (частина із них можуть бути управляємими, вибираємими, контролюємими); із параметрів системи α (це типово для процесу проектування – вибирати розміри, масу, матеріал, структуру системи і т.д.) і тим самим створювати систему з потрібними властивостями.

Модулі (2) і (12) використовуються для з'ясування математичного виду сукупностей (множин) x^+, x^-, A, T, U, Y , відношення правил S, V, \bar{V} до відповідних математичних класів операторів f_G , що приводить до строгого математичного формулювання (2) і (12) і перетворюють ці моделі в математичні моделі високого рівня узагальнення.

Аналіз конкретної моделі по схемі (2) і (12) заключається в віднесенні різних елементів, величин, понять до приведених складових кортежів, виявлення внутрішньої структури системи, складання та коректування її моделі, введення управління в модель, виявлення важливих сторін проектування. Це допомагає не тільки ефективно будувати оператори S, V, \bar{V} , але і виявляти надлишок або недостачу величин і параметрів моделі, врахувати обставини, які раніше не приймалися до уваги, а то і в цілому переглянути адекватність даної моделі реальній системі.

На (рис.3) представлена відповідна послідовність дій (етапів) при постановці і рішенні задач АДІР, яку будемо називати алгоритмом (методикою) системного аналізу. Ця методика допомагає більш обдуманно ставити і вирішувати прикладні задачі. Якщо на якомусь етапі виникають труднощі, то необхідно повернутись

на один із попередніх етапів і змінити (модифікувати) його. Якщо і це не допомагає, то це означає, що задача оказалась надто складною і її необхідно розділити на декілька більш простих підзадач, тобто провести декомпозицію [3].

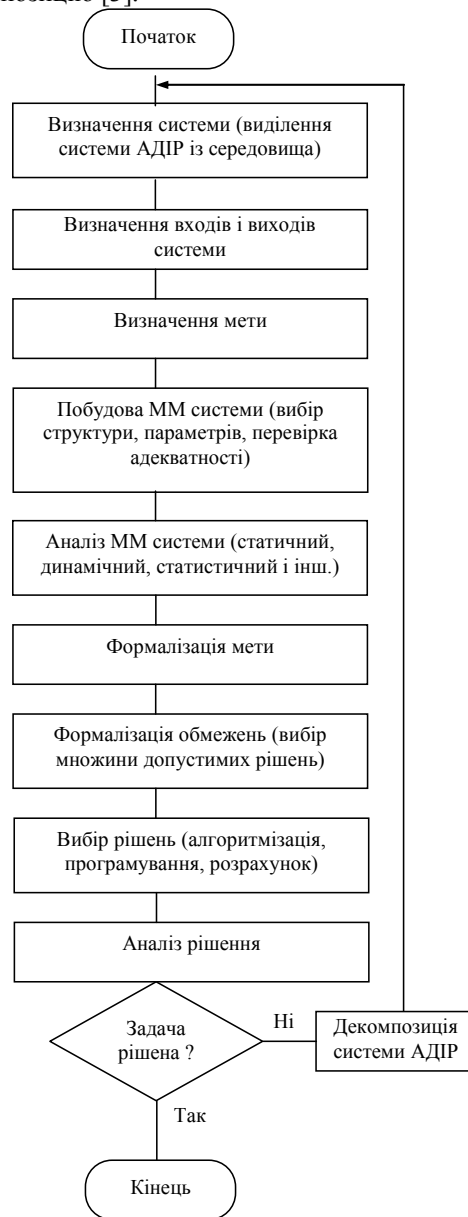


Рис.3. Послідовність етапів при постановці і рішенні задач АДІР

Оскільки АДІР призначені для електроприводів з інтенсивними режимами роботи, тобто в системах із випадковими діями та процесами [16], то останні можуть мати такі “погані” вірогідні властивості, що математична оцінка їх впливу на систему являється проблемною. В такому випадку для отримання уявлення про можливі межі або типи поведінки системи при впливі на неї управліннь, випадкових дій, змін в структурі і інших факторів, дослідження доцільно проводити на базі експериментів з різними видами цих дій поступово отримуючи відповідно картину їх впливу на систему.

Проведення моделювання процесів з багаторазовим відслідковуванням ходу їх протікання кожний раз для різних умов приводить до імітаційного моделю-

вання [8]. Для виявлення “чутливості” рішення необхідно враховувати можливо більше різновидностей в початкових даних, змінюючи значення внутрішніх параметрів системи, багатоваріантний режим роботи, вибір управління при відсутності чіткої мети і інше.

Одним з ефективних шляхів зменшення трудомісткості розробки імітаційних моделей складної багатопараметричної системи АДІР являється створення спеціалізованих мов моделювання та пакетів прикладних програм. Широке застосування для реалізації імітаційного моделювання отримали мови, основані на засобах, які використовуються для організації процесу імітаційного моделювання, що визначені в особовому системному класі *simulation*. В основі засобів моделювання в класі *simulation* лежать поняття системного часу та процесу.

В імітаційних моделях з використанням засобів системного класу *simulation*, об’єкти моделюємої системи АДІР представляються процесами, а робота окремих процесів в їх взаємодії відображають функціонування системами. Кількість процесів і їх взаємозв’язки можуть змінюватися в ході роботи моделі, що дозволяє легко описувати динаміку системи АДІР із змінною структурою. До об’єктів належать програмні компоненти, які володіють власними локальними даними (атрибутами) і спроможні виконувати відповідні дії. Атрибути можуть служити змінні масиви і процедури, які допустимі в мовах високого рівня Фортран, Сі, Паскаль. Специфічні риси мови моделювання проявляються в Statetiow (подійному - моделюванні) (MATLAB-6,5, розділ “Simulink”) в наявності гнучких і ефективних засобів, які дозволяють порівняно просто вводити розширення мови, які орієнтовані на конкретні області застосування і використання їх для організації імітаційного моделювання складної системи АДІР на ЕОМ.

Використовуючи представлений методологічний підхід отримують практичну реалізацію - закон регулювання $\vec{\omega}(t, \vec{y}) = R^{-1}(t)B'(t)K(t)\vec{y}(t)$ і модель управляємої системи $\frac{d\vec{y}}{dt} = A(t) + S(t)K(t)\vec{y}(t)$ АДІР технологічного процесу бурякопідйому буряконасосом УС-2 на базі електроприводу АКІР 104-8М при різко - змінних інтенсивних режимах роботи [16].

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Дитрих Я. Проектирование и конструирование: Системный подход. Пер. с польск. – М.: Мир, 1981.-456с.
- [2] Головань В.І., Головань І.В. Ресурсозберігаючі аспекти при розробці технічних рішень АДІР в колі ротора // Електротехніка і електромеханіка. - Харків: НТУ “ХПІ” .-2003.-№2.-С.19-23.
- [3] Головань В.І. Головань І.В. Побудова ієрархічно погоджених рішень асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4.-К.:.-2004. – С.55-60.
- [4] Александров Л.В., Блинников Н.Н. Программно-целевой подход при разработке технических решений. Обзорная информация.-М.:ВНИИПИ.-1989.-81с.
- [5] Евланов Л.Г. Теория и практика принятия решений. - М.: Экономика.-1984.-176с.

- [6] Головань В.І., Головань І.В. Інформаційна модель технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора // Електротехніка і електромеханіка. - Харків: НТУ “ХПІ” .-2003.-№3.-С.19-23.
- [7] Головань В.І., Головань І.В. Автоматизированное проектирование индукционного сопротивления асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 5. - К.: - С.100-105.
- [8] Губанов В.А., Захаров В.В., Коваленко А.Н. Введение в системный анализ: Учеб.пособие / Под ред. А.А.Пет-росяна. - Л.: Ленинградский университет, - 1982.-232с.
- [9] Перегудов Ф.И., Тарасенко Ф.П. Введение в системный анализ. М.: Высшая школа, 1989.-367с.
- [10] Моисеев Н.Н. Математические задачи системного анализа. М.: Наука, 1981.-488с.
- [11] Теория систем и методы системного анализа в управлении и связи / Под ред. В.Г.Лазарева и др. М.: Радио и связь, 1983.-190с.
- [12] Дудорин В.И., Алексеев Ю.Н. Системный анализ экономики на ЭВМ. М.: Финансы и статистика, 1986.-190с.
- [13] Головань В.І., Головань І.В. Процесс разработки технических решений асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи ротора / Информ.лист. – Черновцы: ЦНТЭИ. – 1993. - №10. –6с.
- [14] Головань В.І. Показатели определяющие эффективность процесса разработки технических решений асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи ротора/ Информ.лист. – Черновцы: ЦНТЭИ. – 1993. – №12-93. –5с.
- [15] Головань В.І., Головань І.В. Прийняття рішень по визначенню критеріїв розробки асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора // Тези доповідей учасників міжнародної наукової практичної конференції “Інтелектуальні системи прийняття рішень та інформаційні технології”. - Чернівці.- 2004.- С.185-186.
- [16] Головань В.І., Головань І.В. Математическая постановка задачи синтеза системы асинхронного двигателя с индукционным сопротивлением в цепи ротора / Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4.- К.: - 2002. – С. 37 – 42.

Надійшла 15.10.2004

СВОЙСТВА МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК С МИНИМАЛЬНЫМ СОДЕРЖАНИЕМ ВЫСШИХ ГАРМОНИК

Дёгтев В.Г., д.т.н., Шульгин Д.Н.

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"

тел. (048-288681), E-mail: dankov@paso.net

Исследованы свойства трех подмножеств многофазных обмоток с минимальным содержанием высших гармоник. Доказано, что двухкоординатные m -фазные обмотки подмножеств W_{m2m} и W_{2mc} по своим электромагнитным свойствам приближаются к традиционным $2m$ -фазным обмоткам подмножества W_{2m} , значительно превосходя последние по конструктивно-технологическим параметрам.

Досліджено властивості трьох підмножин багатofазних обмоток, що характеризуються мінімальним вмістом вищих гармонік. Доведено, що двокоординатні m -фазні обмотки підмножин W_{m2m} і W_{2mc} за своїми електромагнітними властивостями наближаються до традиційних $2m$ -фазних обмоток підмножини W_{2m} , значно перевершуючи останні по конструктивно-технологічних параметрах.

Качество электроэнергии регламентируется стандартом [1], в соответствие, с которым к показателям качества относятся: отклонения частоты и напряжения, размах колебаний частоты и изменения напряжения, коэффициенты несинусоидальности, несимметрии и неуравновешенности напряжений. На практике производят анализ работы электрических сетей в режиме нечетных гармоник – от первой (рабочей) до тринадцатой. Однако мониторинг сетей показывает необходимость учета гармоник выше тринадцатого порядка.

В значительной степени качество электроэнергии определяется гармоническим спектром, который генерируется в сети многофазными электрическими машинами. Порядковый и количественный состав этого спектра определяется главным образом свойствами используемых в этих машинах многофазных обмоток.

В настоящей статье предпринята попытка с обобщенных позиций исследовать соотношения структурных параметров многофазных обмоток электрических машин, с целью обеспечения минимального продуцирования ими высших гармоник.

Объектом рассмотрения является множество W $2m$ -зонных многофазных обмотки поверхностного вида класса ЦЛЮ, 2γ [2], которые могут быть выполнены с числом слоев, не больше двух. Рассмотрим три подмножества, включенных в W .

Обобщенная структурная модель подмножества W_{2m} известных $2m$ -зонных обмоток с целым числом Q пазов на полюс и фазу имеет вид

$$W_{2m} = \left\{ \begin{array}{cccccccc} 0 & 1 & 2 & \dots & m & (m+1) & (m+1) & \dots & 2m \\ 0 & 1 & 2 & \dots & m & (m+1) & (m+1) & \dots & 2m \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 2 & \dots & m & (m+1) & (m+1) & \dots & 2m \\ 0 & 1 & 2 & \dots & m & (m+1) & (m+1) & \dots & 2m \end{array} \right\} Q,$$

Здесь и далее $|0 \ 1 \ 2 \ \dots \ m \ (m+1) \ (m+1) \ \dots \ 2m| = b_{2m}$ – элементарная $2m$ -зонная обмотка (базовый модуль).

Числовые индексы базового модуля b_{2m} соответствуют кратности фаз токов (ЭДС) углу $\alpha_z = \pi/m$, а его формализованное представление позволяет отобра-

зить обобщенную структурную модель обмоток подмножества W_{2m} в компактном виде

$$W_{2m} = \left\{ \begin{array}{c} b_{2m} \\ b_{2m} \\ \dots \\ b_{2m} \\ b_{2m} \end{array} \right\} Q,$$

Симметрия обмоток подмножества W_{2m} характеризуется цветной циклической группой $G_{2m}^{(+1)}$ [3], являющейся подгруппой предельной группы симметрии вращающегося цилиндра [4]. С ростом числа фаз симметрия возрастает, постепенно приближаясь к предельной. Соответственно улучшаются электромагнитные свойства обмоток, причем это улучшение выражается в уменьшении относительного содержания высших гармоник в кривых МДС (ЭДС).

Так, если известно, что порядковый спектр МДС 4-хзонных обмоток содержит все гармоники нечетных порядков, то в аналогичном спектре 6-тизонных уже отсутствуют все гармоники, кратные 3.

Используя известный прием [5] разложения пульсирующих МДС фаз на составляющие прямого и обратного вращения, для результирующих МДС $f_\lambda(x,t)$ 8-мизонных и 10-тизонных можно получить для $m=4$

$$f_\lambda(x,t) = 2\sin(\omega t * v\pi x / \tau) \cdot \{ \cos[(v*1)\pi/8] \}$$

и для $m=5$

$$f_\lambda(x,t) = 2\sin(\omega t * v\pi x / \tau) \cdot \{ 1 + 2\cos[(v*1)\pi/5] + 2\cos[(v*1)\pi/5] \}.$$

Анализ множителей в фигурных скобках показывает, что в спектре МДС 8-мизонных и 10-тизонных обмоток отсутствуют гармоники, порядки которых определяются соответственно

$$v = 3, 5, 11, 13, \dots;$$

$$v = 3, 5, 7, 13, 15, 17, \dots$$

Известно также [5], что в спектре МДС 12-тизонных обмоток не содержатся гармоники с порядками

$$v = 3, 5, 7, 9, 15, 17, 19, 21, \dots$$

На основании математической индукции можно утверждать, что в общем случае порядковый состав $2m$ -зонных обмоток определяется выражением

$$v = 2mn \pm 1.$$

где n – натуральное число.

Величины коэффициентов k_{R2mv} по произвольным гармоникам определяются по выражению

$$k_{R2mv} = \frac{\sin[\pi v / (2m)]}{Q \sin[\pi v / (2mQ)]}. \quad (1)$$

С учетом состава порядкового спектра МДС характер изменения величин коэффициентов распределения k_{Rmv} при $Q \rightarrow \infty$ и диапазонах: $m=2 \div 6$ и $v = 1 \div 25$ иллюстрируется табл. 1.

Таблица 1

v	Число фаз				
	2	3	4	5	6
1	0,900	0,955	0,974	0,984	0,989
3	0,300	0	0	0	0
5	0,180	0,191	0	0	0
7	0,129	0,136	0,139	0	0
9	0,100	0	0,108	0,109	0
11	0,082	0,087	0	0,089	0,090
13	0,069	0,074	0	0	0,076
15	0,060	0	0,065	0	0
17	0,053	0,056	0,057	0	0
19	0,048	0,050	0	0,052	0
21	0,043	0	0	0,047	0
23	0,039	0,042	0,042	0	0,043
25	0,036	0,038	0,039	0	0,040

Два других рассматриваемых подмножества W_{m2m} и W_{2mc} базируются на структурах трехфазных двухкоординатных обмоток [6] и [7] соответственно. Обмотки каждого из этих подмножеств могут быть выполнены из катушек двух типов с числами витков w_1 и w_2 и уложены в 2 слоя.

Структура подмножества W_{m2m} [6] формируется с применением как $2m$ -зонных, так и m -зонных однокоординатных составляющих, поэтому ее обобщенная структурная модель помимо модуля b_{2m} включает в себя взаимно инверсные элементарные m -зонные модули b_m и \tilde{b}_m

$$b_m = |0 \ 0 \ 2 \ 2 \dots (m+2) \ (m+2) \dots 2m \ 2m|; \quad \tilde{b}_m = b_m \cdot \varepsilon^{m,m},$$

где $\varepsilon^{m,m}$ – операция полной инверсии, предусматривающей одновременное перемещение в пространстве и изменение фазы тока соответствующих катушечных сторон на π .

Следует заметить, что при использовании модулей b_m и \tilde{b}_m с пониженным уровнем симметрии, характеризующимся группой $G_m^{(+2)}$, результирующая симметрия подмножества W_{m2m} может быть сохранена на том же уровне, что и у подмножества W_{2m} . В случае взаимно симметрированного положения однокоординатных составляющих [6] композиции взаимно инверсных модулей b_m и \tilde{b}_m образуют гомогенные системы, обеспечивая повышение уровня симметрии до группы $G_{2m}^{(+1)}$ [3, 4]. При этом модель подмножества W_{m2m} приобретает вид

$$W_{m2m} = w_1 \cdot \begin{pmatrix} b_m \\ b_m \\ \dots \\ b_m \\ b_m \end{pmatrix} + w_2 \cdot \begin{pmatrix} b_{2m} \\ b_{2m} \\ \dots \\ b_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} + w_1 \cdot \begin{pmatrix} \tilde{b}_m \\ \tilde{b}_m \\ \dots \\ \tilde{b}_m \\ \tilde{b}_m \end{pmatrix} \quad Q,$$

Тогда величины коэффициентов распределения k_{Rm2mv} по произвольным гармоникам определяются по выражению

$$k_{Rm2mv} = k_{R2mv} \cdot M_v = k_{R2mv} \cdot \frac{2w_* \cdot \cos[\pi \cdot v / (2m)] + (1 - w_*)}{(1 + w_*)} = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot v}{2m}\right) \cdot \left[2w_* \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot v}{2m}\right) + (1 - w_*)\right]}{Q \cdot (1 + w_*) \sin\left(\frac{\pi \cdot v}{2mQ}\right)} \quad (2)$$

где $w_* = w_1 / (w_1 + w_2)$.

Обмотки подмножества W_{2mc} образованы только модулями b_m , поэтому их симметрия описывается группой $G_{2m}^{(+1)}$. Обобщенная структурная модель данного подмножества при условии $k=0$ может быть представлена в виде

$$W_{2mc} = \begin{pmatrix} b_{2m} \\ b_{2m} \\ \dots \\ b_{2m} \\ b_{2m} \\ \dots \\ b_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} + w_* \cdot \begin{pmatrix} b_{2m} \cdot c^1 \\ b_{2m} \cdot c^1 \\ \dots \\ b_{2m} \cdot c^1 \\ b_{2m} \cdot c^1 \\ \dots \\ b_{2m} \cdot c^1 \\ b_{2m} \cdot c^1 \end{pmatrix} \quad Q,$$

где $c^{(\pm 1)}$ – оператор циклических перестановок цифровых индексов модулей с шагом 1 в прямом (c^{+1}) и обратном (c^{-1}) направлениях.

Выражение для расчета коэффициентов распределения k_{R2mcv} подмножества W_{2mc} имеет вид

$$k_{R2mcv} = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot v}{2m}\right) + 2w_* \cdot \sin\left[\frac{\pi \cdot v}{4m}\right] \cdot \cos\left[\frac{3\pi \cdot v}{4m}\right]}{Q \cdot (1 + w_*) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot v}{2mQ}\right)} \quad (3)$$

Интересно заметить, что, несмотря на отличие структур множеств W_{m2m} и W_{2mc} , расчеты по выражениям (2) и (3) приводят к одинаковым результатам при любых значениях независимых переменных Q , m , v , w_* .

Исследования двух- и трехфазных модификаций обмоток подмножеств W_{m2m} и W_{2mc} [6, 8] позволило установить значения параметра w_* (0,366 при $m=3$ и 0,414 при $m=2$), при которых обеспечивается минимальное содержание высших гармоник в спектрах МДС. Для указанных чисел фаз значения w_* могут быть с высокой степенью точности определены по

выражению, которое не включает в себя порядки гармоник,

$$w^* = (\sqrt{m} - 1)/(m - 1). \quad (3)$$

Выполним гармонический анализ обмоток подмножеств W_{m2m} и W_{2mc} при значениях w^* , рассчитанных по формуле (3). Результаты расчетов по выражениям (1) и (2) приведены в таблице 2 ($Q \rightarrow \infty$; $m=2 \div 6$; $v=1 \div 25$).

Таблица 2

v	Число фаз				
	2	3	4	5	6
1	0,746	0,886	0,937	0,961	0,973
3	0,000	0	0	0	0
5	0,000	0,000	0	0	0
7	0,107	0,000	0,005	0	0
9	0,083	0	0,004	0,009	0
11	0,000	0,081	0	0,007	0,010
13	0,000	0,068	0	0	0,009
15	0,050	0	0,063	0	0
17	0,044	0,000	0,055	0	0
19	0,000	0,000	0	0,051	0
21	0,000	0	0	0,046	0
23	0,033	0,039	0,002	0	0,042
25	0,030	0,036	0,001	0	0,039
w*	0,4142	0,3660	0,3333	0,3090	0,2899

Сопоставляя данные табл. 1 и 2, нетрудно убедиться, что выбор параметра w^* по (3) в обмотках подмножеств W_{m2m} и W_{2mc} приводит к полному подавлению или к резкому снижению наиболее весомых гармоник (выделены в табл.2 жирным шрифтом) в спектрах соответствующих обмоток подмножества W_{2m} ($v=3,5$ при $m=2$; $v=5,7$ при $m=3$; $v=7,9$ при $m=4$ и т.д.). Это позволяет рассматривать формулу (3) как своеобразное "золотое соотношение", обеспечивающее эффективное улучшение гармонического спектра многофазных обмоток. Отметим также, что структура выражения (3) подобна структуре формулы для определения одной из частей x_1 разбиения единичного отрезка в отношении "золотого сечения" [9]

$$x_1 = (\sqrt{5} - 1)/2$$

Из выражений (2) и (3) получены формулы, позволяющие для заданных порядков гармоник рассчитать значения w^* , при которых эти гармоник полностью уничтожаются

$$w^* = 1/\{1 - 2\cos[\pi \cdot v/(2m)]\}, \quad (4)$$

$$w^* = 2\sin[\pi \cdot v/(2m)] \cdot \sin[\pi \cdot v/(4m)] \cdot \cos[3\pi \cdot v/(4m)]. \quad (5)$$

Расчет по выражениям (2) и (3) с использованием значений w^* , определенных по (4) или (5), приводит к преобразованию таблицы 2 в таблицу 3.

Сопоставление данных таблиц 1 и 3 показывает, что, несмотря на формальную идентичность по уровню симметрии обмотки подмножеств W_{m2m} и W_{2mc} , при определенных значениях параметра w^* превосходят аналогичные обмотки подмножества W_{2m} по электромагнитным свойствам. Порядковый состав гармо-

нического спектра МДС m -фазных обмоток W_{m2m} и W_{2mc} не отличается от аналогичного состава $2m$ -фазных обмоток W_{2m} .

Таблица 3

v	Число фаз				
	2	3	4	5	6
1	0,746	0,886	0,936	0,959	0,971
3	0,000	0	0	0	0
5	0,000	0,000	0	0	0
7	0,107	0,000	0,000	0	0
9	0,083	0	0,000	0,000	0
11	0,000	0,081	0	0,000	0,000
13	0,000	0,068	0	0	0,000
15	0,050	0	0,062	0	0
17	0,044	0,000	0,055	0	0
19	0,000	0,000	0	0,051	0
21	0,000	0	0	0,046	0
23	0,033	0,039	0,000	0	0,042
25	0,030	0,036	0,000	0	0,039
w*	0,4142	0,3660	0,3512	0,3446	0,3411

Очевидно, что при одном и том же числе пазов на полюс и фазу, уменьшение числа фаз вдвое приводит к уменьшению количества катушек и выводных концов, что значительно упрощает технологию изготовления обмоток. Поэтому в таких случаях можно рекомендовать замену традиционных обмоток двухкоординатными обмотками W_{m2m} и W_{2mc} .

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ГОСТ 13109-97 — Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
- [2] Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем. — К.: Наукова думка, 2002.—288 с.
- [3] Симметрия и свойства многофазных обмоток/ Электротехника и электромеханика, Национальный технический университет ХПИ. — №1, 2002.—С. 23-27.
- [4] Шубников А.В., Копчик В.А. Симметрия в науке и искусстве. — М.: Наука, 1972.- 339 с.
- [5] Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. — Л.: Энергоатомиздат.—1989.—400 с.
- [6] Дегтев В.Г. Принципы структурного проектирования двухкоординатных обмоток/Электричество. — №11, 1989.—С.54-62.
- [7] Дегтев В.Г., Шульгин Д.Н. Многофазные обмотки с улучшенными электромагнитными свойствами/Респ. межвед. науч. техн. сб., "Электромашиностроение и электрооборудование". — Киев: Техника. — № 46, 1992. — С. 75-79.
- [8] Дегтев В.Г., Канаан С., Васим Х. Регулирование гармонического состава МДС двухфазных обмоток/Респ. межвед. науч. техн. сб., "Электромашиностроение и электрооборудование". — Киев: Техника. — № 44: 1990. С. 65-71.
- [9] Сонин А.С. Беседы о кристаллофизике. — М.: Атомиздат, 1976.—207 с.

Поступила 9.08.2004

НЕЛИНЕЙНОСТЬ ТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКИХ НАГРУЗОК ШНЕКОВОГО ЭЛЕКТРОТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Заблудский Н.Н., к.т.н., доц.

Донбасский государственный технический университет

Украина, 94204, Луганской обл., Алчевск, пр. Ленина 16, ДонГТУ, каф. "Электрические машины и аппараты" тел. (06442) 2-05-64, факс (06442) 2-68-87, E-mail: info@dgmi.edu.ua.

Запропонована фізична модель формування тепломеханічних навантажень та розглянуті умови виникнення автоколебаний у системі з в'язким тертям для шнекового електротепломеханічного перетворювача.

Предложена физическая модель формирования тепломеханических нагрузок и рассмотрены условия возникновения автоколебаний в системе с вязким трением для шнекового электротепломеханического преобразователя.

ВВЕДЕНИЕ

Электротепломеханические преобразователи (ЭТМП) и системы на их основе, относящиеся к новому классу электромеханических преобразователей энергии, предназначены для осуществления целого ряда технологических процессов в различных отраслях промышленности [1, 2]. Однако моделирование динамических режимов и создание инженерных методик расчета ЭТМП сдерживается отсутствием достоверных закономерностей и характеристик действующих на ЭТМП нагрузок. В настоящее время такие закономерности установлены лишь для ЭТМП, работающих в резервуарах с легкоплавким веществом [3]. Цель работы – установление характера тепломеханических нагрузок, которые испытывает шнековый ЭТМП при работе с сыпучими и вязкими материалами.

ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ ТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКИХ НАГРУЗОК

Принципы функционирования и формирования выходных характеристик модульного шнекового ЭТМП рассмотрены в [4], где рабочая среда (сыпучий материал) рассматривается как элемент электротепломеханической системы. Физическая модель формирования тепломеханических нагрузок в потоке транспортируемого материала представлена на рис. 1.

Процесс движения сыпучего или вязкого материала в рабочей зоне шнекового ЭТМП подчинен основным законам механики деформируемых сред. Изменение массы материала в любом объеме равно ее потоку через поверхность, окружающую этот объем

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial(\rho u)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho v)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho w)}{\partial z} = 0, \quad (1)$$

где ρ – плотность материала; $\partial/\partial x$; $\partial/\partial y$; $\partial/\partial z$ – проекции скорости материала в этой точке на оси координат.

Связь локальных и конвективных изменений плотностей материала с изменениями скоростей при смещении от данной фиксированной точки устанавливается по следующему выражению:

$$\theta = \frac{\partial v_x}{\partial x} + \frac{\partial v_x}{\partial y} + \frac{\partial v_x}{\partial z}$$

Изменение количества движения материала в малом фиксированном объеме равняется потоку количества движения через поверхность, окружающую этот объем, сложенному с массовыми и поверхностными силами, приложенными к этому объему

$$\begin{aligned} p \left(\frac{\partial v_k}{\partial t} + v_x \frac{\partial v_k}{\partial x} + v_y \frac{\partial v_k}{\partial y} + v_z \frac{\partial v_k}{\partial z} \right) = \\ = \rho G_k - \frac{\partial p}{\partial k} + 2 \frac{\partial}{\partial k} \left(\mu \frac{\partial v_k}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial t} \left[\mu \left(\frac{\partial v_1}{\partial x} + \frac{\partial v_k}{\partial x} \right) \right] + \\ + \frac{\partial}{\partial t} \left[\mu \left(\frac{\partial v_m}{\partial k} + \frac{\partial v_k}{\partial m} \right) \right] - \frac{2}{3} \frac{\partial}{\partial k} \mu \theta \end{aligned} \quad (3)$$

где $k, l, m = x, y, z$; μ – вязкость материала; G_k – проекция объемной силы на ось k .

Изменение полной энергии, состоящей из критической и внутренней энергий, равно потоку кинетической и внутренней энергий в фиксированном малом объеме через поверхность, окружающую этот объем, и тепловому потоку через эту же поверхность, сложенному с работой напряжений над этим объемом:

$$\begin{aligned} p \left(\frac{\partial E}{\partial t} + v_x \frac{\partial E}{\partial x} + v_y \frac{\partial E}{\partial y} + v_z \frac{\partial E}{\partial z} \right) = \varepsilon - p\theta + \\ + \frac{1}{A} \left[\frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right) \right] + \dot{A} \end{aligned} \quad (4)$$

где E – внутренняя энергия единицы массы; λ – коэффициент теплопроводности материала; ε – приток тепла за единицу времени в единице объема вследствие причин, отличных от теплопроводности (например, конвективный поток горячего воздуха, лучеиспускание); A – термический эквивалент работы; \dot{A} – диссипативная функция, представляющая собой тепловую энергию, выделенную при прохождении вихревых токов в массивном роторе и днище шнека (температура T_1 и T_2 на роторе, T_3 – на днище соответственно), а также механическую работу сил вязкости, выделившуюся необратимо в виде тепла в единице объема материала за единицу времени.

Общая задача энергетического анализа и определения тепломеханических нагрузок при сушке и транспортировке материала сводится к совместному решению уравнений (1) – (4). Ввиду нелинейности дифференциальных уравнений (3) и затруднений в поиске общего решения системы уравнений необходимо использовать приближенные методы решений. Существенно упростить решение возможно при рассмотрении не объемной, а плоской задачи. Сложность решения системы (1) – (4) заключается еще и в аномально-вязком поведении транспортируемого материала, объясняемое наличием структур, продолжительность жизни которых определяется термодинамическими условиями.

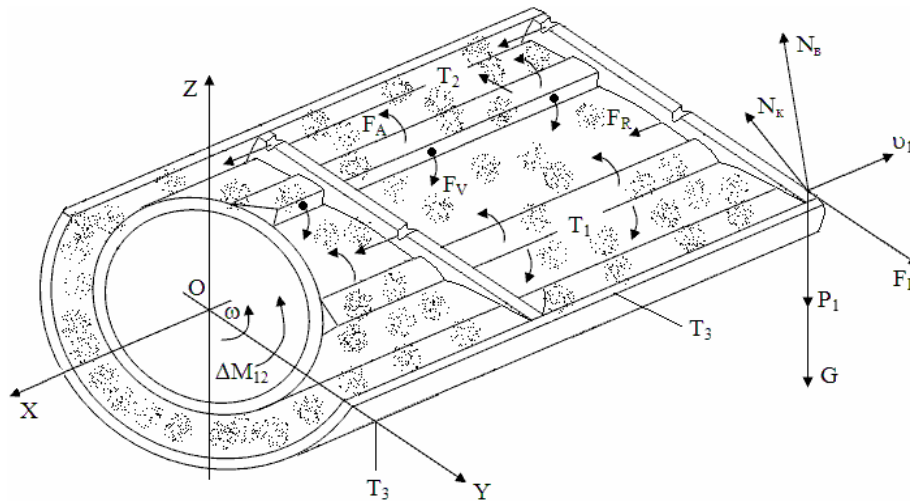


Рис. 1. Физическая модель формирования тепломеханических нагрузок в потоке транспортируемого материала

В нашем случае температура материала будет изменяться при движении в направлении X . При этом изменение температуры на $10 - 15$ °C влечет за собой заметное изменение вязкости в $1,3 - 1,4$ раза. Однако последовательная цепь шнековых ЭТМП, обычно используемая в технологических процессах сушки и нагрева продукта, дает возможность рассматривать процесс с разбиением на отдельные участки, где можно решать изометрическую задачу.

Специфичность материала (например, гетерогенность угольных шламов) требует критического анализа традиционных допущений по условиям ламинарного потока движения материала и условий применения.

Движение частиц материала в шнековом ЭТМП будет происходить, когда сила трения вызванная действующей на частицу центробежной силой $(P_1 + G)v_y^2 / g^r$, оказывается настолько большой, что притормаживает частицу в совместном вращении с шнеком со скоростью ω по действию разностного электромагнитного момента ΔM_{12} . При этом указанная сила заставляет проскальзывать частицу по шнеку, преодолевая силу трения о шнек $\mu(G + P_1) \cos(\alpha + \gamma)$ и составляющую силы тяжести G и "силы положения" P_1 . Сила положения учитывает стесненность движения и эффект подпора, вызванный реакцией корпуса N_k , реакцией винтовой поверхности N_e и силой F_R при обратном движении материала через пазы в винтовых лопатках. В приведенных выражениях: $(\alpha + \gamma)$ – угол подъема частицы на радиусе r точки соприкосновения частицы с винтовой поверхностью. В зоне между винтовыми лопатками расположены осевые лопатки, создающие дополнительный эффект перемешивания материала за счет силы F_A и турбулентный эффект силы напорных струй воздуха F_v . При этом реактивная сила F_v суммируется по действию с электромагнитным моментом ЭТМП.

В качестве моделей дополнительного гидродинамического воздействия, устанавливающих функциональную связь между силой указанного воздействия напорных струй воздуха, конструктивными и режимными параметрами принято семейство полиномиальных четырехмерных линейных и нелинейных моделей множественной регрессии $1 \dots 6$ порядков

$$\bar{y} = F_{2g}(d, L, p) = \sum_{i=0}^k b_i d^{I_i} L^{J_i} p^{G_i}, \quad (5)$$

где F_{2g} – сила гидродинамического воздействия воздушной струи на транспортируемый материал; d – начальный диаметр струи; L – расстояние от отверстия до материала; p – начальное давление струи; b_i – коэффициенты уравнения множественной регрессии ($i = 0, 1 \dots k$); I_i ; J_i ; G_i – показатели степени при независимых переменных уравнения регрессии; k – число членов уравнения регрессии.

Разработано семейство полиномиальных четырехмерных линейных и нелинейных моделей множественной регрессии управляемого технологического воздействия, устанавливающее функциональную связь между значениями кинематического коэффициента трения материала по рабочим поверхностям шнеков и параметрами рабочей зоны ЭТМП:

$$f = F(R_a, P_f, W) = \sum_{i=0}^k b_i R_a^{I_i} P_f^{J_i} W^{G_i}, \quad (6)$$

где f – кинематический трения материала по рабочим поверхностям шнеков; R_a – параметр шероховатости рабочих поверхностей шнеков; P_f – давление материала на рабочие поверхности шнеков; W – влажность транспортируемого материала.

Кинематическую схему механической части ЭТМП можно представить в следующих видах:

- одномассовой системы на холостом ходу (рис. 2, а);
- двухмассовой системы, работающей с переменной жесткостью C_{12} и переменным моментом инерции J_2 вязкой массы в режиме запоминания (рис. 2, б);
- двухмассовой системы с постоянными C_{12} и J_2 при основном режиме работы (рис. 2, в);
- двухмассовой системы с постоянными C_{12} и J_2 в режиме освобождения шнека (рис. 2, г);
- двухмассовой системы с стартовой жесткостью $C_{12} = \infty$, переходящей в систему с конкретным значением жесткости C_{12} и соответствует переходному режиму от скрепленной застывшей массой поверхности шнека и днища к очистке размолотой массы в шнеке (рис. 2, д).

Коэффициент жесткости C_{12} содержит две составляющие, связанные с соотношением нагрузки упругой связи и деформацией по вращательному и поступательному перемещениям.

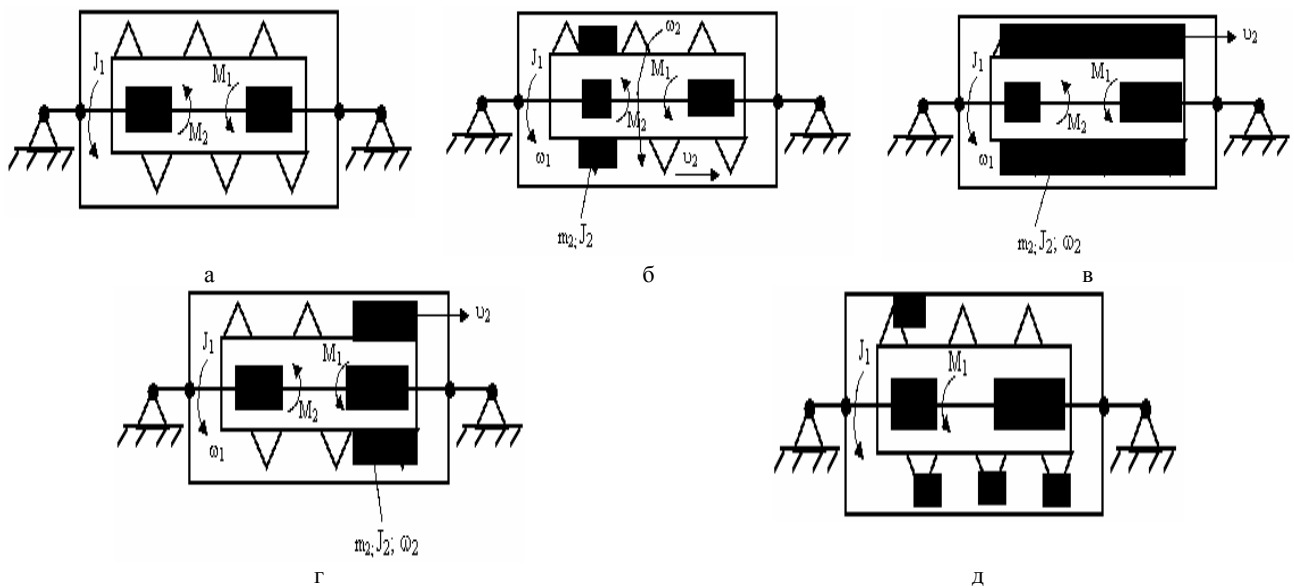


Рис. 2. Кинематическая схема ЭТМП

Характерной чертой физической модели движения склонных к "связыванию" частиц материала в шнековом ЭТМП является эффект внутреннего "срыва". Последнее обстоятельство выражается в эффекте проскальзывания. В пределе явление конгломерации затухает и происходит устойчивое движение сыпучего материала подобно гайке на винту.

Другой характерной особенностью физической модели является так называемый "стартовый" режим, когда начальное вращение шнека становится невозможным из-за скрепления застывшим застывшим материалом всех элементов шнека. В этом случае электропитание получает только ведущий силовой модуль ЭТМП, развивающий момент около 600 Н*м. Длительность этого процесса составляет 0,3 – 0,5 с. затем система автоматически обеспечивает подключение ведомого силового модуля и ЭТМП далее работает в нормальном режиме противовключения модулей с частотой вращения 80 об./мин.

Обе указанные особенности выражаются сложной нелинейной механической характеристикой "падающий" участок, на котором увеличение скорости шнека сопровождается снижением момента нагрузки.

Установлено, что в подобных системах возникают автоколебательные режимы [5]. В "стартовом" режиме ЭТМП фрикционные автоколебания способствуют разрушению связей застывшей массы материи с рабочими поверхностями шнека. Однако длительное (более 0,5 с) удерживание режима автоколебаний приводит к значительным механическим колебаниям всей системы и тем самым снижается её надежность. При положительном коэффициенте вязкого трения происходит демпфирование возникающих в механической системе ЭТМП упругих колебаний путем выведения из нее колебательной энергии в виде тепловых потерь. Знакопеременная функция диссипации и является необходимым условием существования автоколебательного режима нелинейной системы.

Ранее в [6] установлено образование высших гармоник в воздушном зазоре ЭТМП из-за синусоидального изменения температуры ротора шнека и соответствующих пульсаций удельного активного сопротивления и магнитной проницаемости материала ротора.

ВЫВОДЫ

1. Разработана физическая модель формирования тепломеханических нагрузок и кинематическая схема ЭТМП, учитывающая распределение сил положения, гидродинамических и управляемых технологических воздействий.
2. Установлено, что электромеханическая система ЭТМП является нелинейной системой в части механических и тепловых нагрузок.
3. Нелинейность тепломеханических нагрузок ЭТМП и наличие "падающего" участка механической характеристики приводит к возникновению автоколебательных режимов, требующих синтеза соответствующих структур управления.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Патент України № 39226, 7Н05В 6/10. Заглибний електронагрівач //Заблудський М.М., Верімієнко В.І.-Бюл. № 5, част. 1.-2001.
- [2] Пристрій для видалення парафіну зі стінок нафтогазових свердловин // Заблудський М.М., Дорофєєв В.М., Захарченко П.І., Шинкаренко В.Ф., Плюгін В.Є. та ін. – Промислова власність. – Бюл. № 9, 2002.
- [3] Заблудський Н.Н., Захарченко П.І., Плюгін В.Є. Математичне моделювання процесів тепломасообміну і гідродинаміки вращаючогося електромеханічного нагрівача // Вестник НТУ "ХПІ", Тем. вып. Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2001. - № 16. – С. 77 – 80.
- [4] Заблудський Н.Н. Формування вихідних характеристик багатомодульної електромеханічної системи // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. - № 4. – С. 32 – 35.
- [5] Клепиков В.Б., Осичев А.В. Определение границ устойчивости электроприводов с вязким трением с учетом упругости кинематической цепи // Электричество. – 1989. - № 1. – С. 36 – 41.
- [6] Заблудський Н.Н. Формування спектра вищих гармоник в повітряному зазорі електромеханічного преобразователя // Вестник НТУ "ХПІ". – 2002. - № 14. – С. 22-27.

Поступила 30.08.2004

ГИДРАВЛИЧЕСКИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МЕХАНИЗМЫ ДЛЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОННО-ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ (ЭГСС)

Канюк Г.И., к.т.н., доц., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.
Украинская инженерно-педагогическая академия (УИПА)
Украина, 61003, Харьков, Университетская, 16, УИПА, кафедра "Тепловые энергетические установки"
тел. (0572) 20-64-03

Створені два типорозміри неповноповоротних гідродвигунів, які містять корпус, розподільно-керуючий елемент, електрогідравлічний блок, золотниковий блок. На базі неповноповоротних гідродвигунів типу НППГМ та сервоклапанов типу УЕГС створено декілька типорозмірів електрогідравлічних приводів (ЕГП). Розроблені ЕГП використовувались у якості приводних систем імітаційних динамічних стендів на підприємствах машинобудівної та автомобільної промисловості.

Созданы два типоразмера неполноповоротных гидродвигателей, включающих корпус, распределительно-управляющий элемент, электрогидравлический блок, золотниковый блок. На базе неполноповоротных гидродвигателей типа НППГМ и сервоклапанов типа УЕГС создано несколько типоразмеров электрогидравлических приводов (ЭГП). Разработанные ЭГП использовались в качестве приводных систем имитационных динамических стендов на предприятиях машиностроительной и автомобильной промышленности.

Показатели точности и быстродействия ЭГСС в значительной степени определяются типом и техническими характеристиками используемых в них гидравлических исполнительных механизмов.

Наиболее развитую типовую элементную базу имеют гидравлические исполнительные механизмы поступательного и вращательного движения (гидроцилиндры и гидромоторы). Широкая номенклатура серийно выпускаемых в государствах СНГ гидроцилиндров и гидромоторов представлена в каталоге [1].

Сложнее обстоит дело с обеспечением неполноповоротных технологических перемещений выходного звена. Гидравлические исполнительные механизмы для обеспечения таких перемещений (неполноповоротные гидродвигатели, или моментные гидроцилиндры) серийно не выпускаются и требуют, как правило, индивидуальной разработки. Это связано с конструктивными и технологическими особенностями моментных гидроцилиндров (проблемы прочности, точности изготовления деталей, опор, уплотнений и т.д.).

Обеспечение неполноповоротных технологических перемещений возможно и с помощью обычных гидроцилиндров при наличии дополнительных передаточных механизмов (рычагов, зубчато-реечных передач и т.п.). Однако наличие таких механизмов уменьшает жесткость связи гидродвигателя с рабочим органом и, как следствие, существенно снижает точность и быстродействие системы.

Для решения отмеченных проблем авторами настоящей работы был проведен цикл научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, в результате которых были созданы два типоразмера неполноповоротных гидродвигателей, основные технические характеристики которых приведены в табл.1.

Гидродвигатель (рис. 1) состоит из корпуса 1 с замыкателями 2, вала с лопатками 3, опор 4, крышек 5 с узлом уплотнения на валу.

В корпусе выполнен ряд сверлений для подвода рабочей жидкости в камеры гидродвигателя (А), к гидростатическим опорам (В) и отвода рабочей жид-

кости из полостей слива (С). Рабочие камеры гидродвигателя соединены через сверления (Д) и раздаточную втулку 6. В корпусе имеются дросселирующие отверстия (Е), обеспечивающие плавное торможение вала гидродвигателя при превышении угла поворота вала более чем на $\pm 55^\circ$. Конструкция уплотнительного узла вала гидродвигателя с двумя манжетами и дренажем между ними исключает утечки рабочей жидкости по валу гидродвигателя и позволяет вести контроль за износом манжет. Вал гидродвигателя установлен на гидростатических радиальных и осевых подшипниках. Сменные переходные плиты позволяют установить любой электрогидроусилитель. На противоположной стороне от выходного конца вала могут быть установлены датчики перемещения типа ПУИ – 18 или СП. В переходной плите устанавливаются, при необходимости, датчики давления типа ДДИ или, через переходники, датчики давления другого типа, посредством которых можно замерять давление в линиях подвода рабочей жидкости в полости гидродвигателя. Общий вид гидродвигателей представлен на фотографии (рис.2).

Таблица 1

Характеристики неполноповоротных гидродвигателей

Параметры	НППГМ–050	НППГМ–100
Удельный объем, м ³	690*10 ⁻⁶	2000*10 ⁻⁶
Номинальный крутящий момент, (при $P_{ном} = 20$ МПа) Нм	14000	40000
Перетечки рабочей жидкости через уплотнение лопасти при перепаде давления 20 МПа, м ³ /с	160*10 ⁻⁶	250*10 ⁻⁶
Масса, кг	120	160

В качестве распределительно-управляющего элемента для всех типов гидродвигателей, используемых в быстродействующих прецизионных ЭГСС, целесообразно использовать пропорциональные электрогидравлические усилители (сервоклапаны).

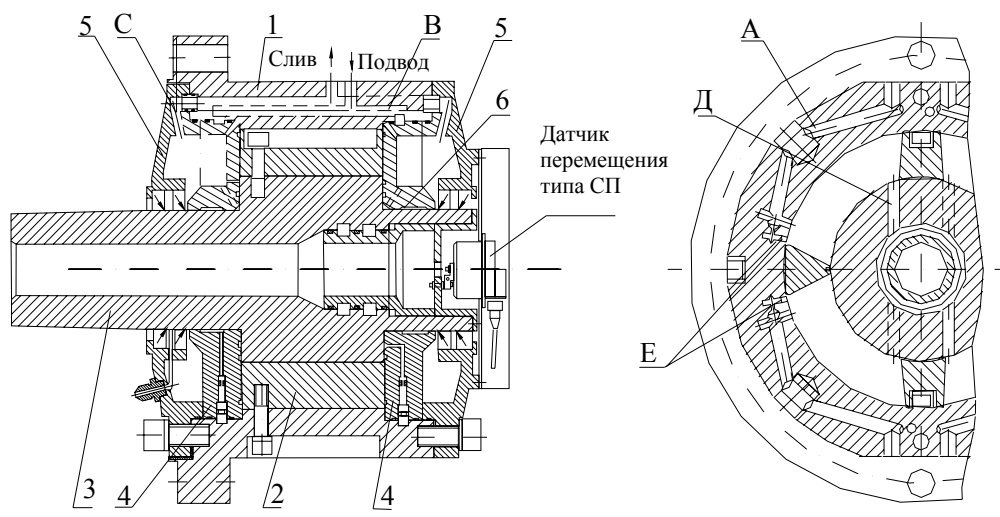


Рис.1 Конструктивная схема гидродвигателя типа НПМ

Быстродействующие электрогидравлические усилители типа УЭГ.С с полосой пропускания до 120 Гц (в конструкциях специализированного исполнения – до 200 Гц) выпускаются научно-производственным предприятием "Теплоавтомат", г. Харьков.

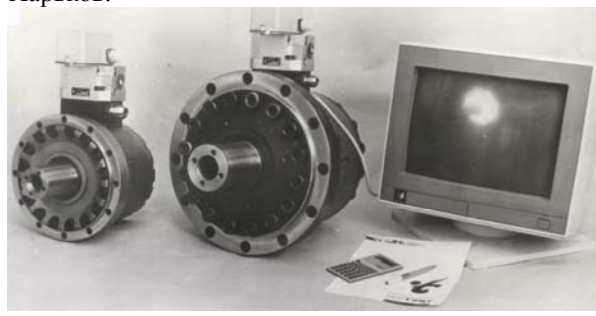
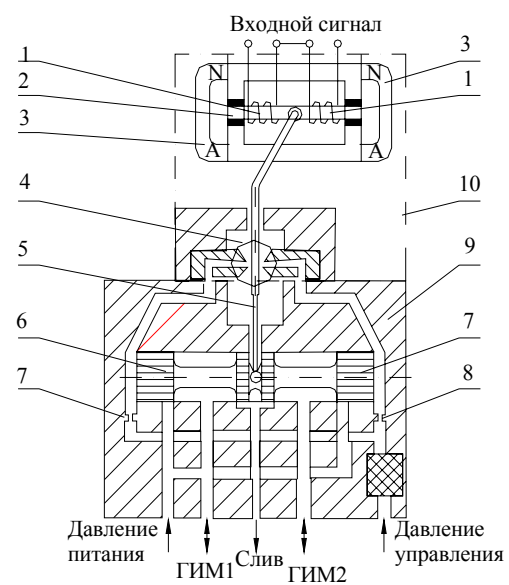


Рис.2. Общий вид гидродвигателей

Принципиальная схема сервоклапана типа УЭГ.С приведена на рис. 3.

Конструктивно усилитель состоит из двух блоков: электрогидравлического блока с рычагом обратной связи и золотникового блока.

Электрогидравлический блок представляет собой электромеханический преобразователь, конструктивно объединенный с управляющим дифференциальным элементом "сопло-заслонка". Электромагнитная система блока содержит два магнитопровода, четыре постоянных магнита, две катушки, расположенные внутри магнитопроводов и охватывающие якорь. В корпус на мелкой резьбе, позволяющей осуществлять регулировку, ввернуты сопла. Якорь жестко связан с торсионом, имеющим участки строго нормированного сечения, работающие на скручивание. Один конец торсиона жестко зашпелен в корпусе, другой (свободный) конец расположен в подшипнике. На свободном конце торсиона жестко закреплен рычаг обратной связи, верхняя часть которого служит заслонкой для сопел.



- 1 - катушка
- 2 - якорь
- 3 - магнит постоянный
- 4 - дифференциальный управляющий элемент
- 5 - рычаг обратной связи
- 6 - золотник
- 7 - дроссель постоянный
- 8 - фильтр
- 9 - распределитель гидравлический
- 10 - преобразователь электромеханический

Рис.3. Принципиальная схема электрогидравлического усилителя типа УЭГ.С

Золотниковый блок представляет собой золотниковую пару (золотник-втулка), установленную в корпусе на резиновых кольцах. Нижний конец рычага обратной связи выполнен в корпусе на резиновых кольцах. Нижний конец рычага обратной связи выполнен в виде разрезного шарика и вставлен с натягом в кольцевую расточку золотника.

Технические характеристики сервоклапанов УЭГ.С-100 и УЭГ.С-200 приведены в таблице 2.

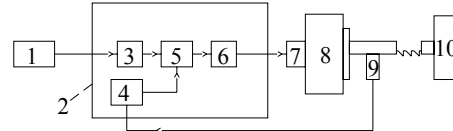
Таблица 2

Основные технические характеристики электрогидроусилителей типа УЭГ.С

Наименование параметра	УЭГ.С-100	УЭГ.С-100
1	2	3
1. Пределы изменения входного электрического непрерывного токового сигнала постоянного тока, мА	- 100 + 100	
2. Рабочая среда	минеральные масла (в дальнейшем - масло) вязкостью $7 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2/\text{с}$ в рабочем диапазоне температуры масла	
3. Рабочий диапазон температур масла, °С	20 – 70	
4. Тонкость фильтрации масла, мм, не хуже	0,01	
5. Класс чистоты масла, не хуже	10 по ГОСТ 17216-71	
6. Давление питания, МПа:		
• Минимальное;	1,6	
• максимальное	32	
7. Давление управления:	равно давлению питания	
• при давлении питания до 6,3 МПа;		
• при давлении питания более 6,3 МПа	6,3	
8. Расход масла при перепаде давления на усилителе 10 МПа и максимальном входном сигнале, л/мин	$1,7 \cdot 10^{-3}$ $3,4 \cdot 10^{-3}$	
9. Зона нечувствительности при давлении питания 32 МПа, в процентах от диапазона изменения входного сигнала, не более	0,4	
10. Утечки масла (включая расход через систему управления) при давлении питания 32 МПа, давлении управления 6,3 МПа и гидравлическом нуле усилителя, л/мин, не более	$0,125 \cdot 10^{-3}$ $10,2 \cdot 10^{-3}$	
11. Расход масла через систему управления при давлении управления 6,3 МПа, л/мин	$(0,03-0,04) \cdot 10^{-3}$ $(0,07-0,09) \cdot 10^{-3}$	
12. Частота, соответствующая фазовому сдвигу 90 град, (при входном сигнале 20% от максимального), Гц, не менее	120 70	
13. Рабочее положение в пространстве	произвольное	
14. Масса, кг, не более	2,7 3,8	

На базе неполноповоротных гидродвигателей типа НПГМ и сервоклапанов типа УЭГ.С создано несколько типоразмеров электрогидравлических приводов (ЭГП). ЭГП представляет собой электронно-гидравлическую систему, предназначенную для отработки задающих воздействий произвольной формы (в виде аналогового или цифрового входного сигнала) по угловому положению объекта регулирования или по крутящему моменту на его валу.

Комплектный ЭГП включает электрогидравлические усилители типа УЭГ.С-63, УЭГ.С-100 или УЭГ.С-200, переходные плиты, двулопастный неполноповоротный гидродвигатель типа НПГМ – 20, НПГМ – 50 или НПГМ – 100, датчик обратной связи (индукционный преобразователь угловых перемещений ПУИ – 18 или пленочный потенциометр типа СП) и электронный блок управления, обеспечивающий прием и обработку задающих воздействий и сигналов датчика обратной связи, реализацию оптимального алгоритма управления приводом и выдачу унифицированного управляющего воздействия на электрогидравлический усилитель.



- 1 - датчик;
2 - электронный регулятор;
3 - блок приема и обработки задающих воздействий;
4 - блок приема и обработки сигнала обратной связи;
5 - блок реализации оптимального алгоритма управления;
6 - блок выдачи управляющего воздействия;
7 - электрогидравлический усилитель;
8 - неполноповоротный гидродвигатель;
9 - датчик обратной связи;
10 - объект регулирования

Рис.4. Функциональная схема ЭГП

Функциональная схема ЭГП приведена на рис.4. Основные технические характеристики различных типоразмеров представлены в таблице 3.

Разработанные ЭГП использовались в качестве приводных систем имитационных динамических стендов на предприятиях машиностроительной и автомобильной промышленности [2,3].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гидро- и пневмопривод и его элементы. Рынок продукции: Каталог / Коллектив составителей М.: Машиностроение, 1992.- 232 с.: ил.
- [2] Канюк Г.И. Создание электронно-гидравлических следящих систем имитационного динамического стенда. - Харьков, "Вестник Харьковского государственного политехнического университета" Вып.46 -1999.- с.42-46.
- [3] Канюк Г.И., Шуванов А.Н., Топчий А.Г., Близниченко Е.Н. и др. Модульный стенд для испытаний элементов трансмиссий автомобиля.- Харьков, "Вестник Харьковского государственного политехнического университета" Вып.45 -1999.- с.52-54.

Поступила 21.09.2004

АНАЛИЗ КОНЦЕПЦИЙ РАЗВИТИЯ КОНСТРУКЦИИ КРУПНЫХ ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Конохов Н.Н., к.т.н., доц.
Донецкий институт железнодорожного транспорта (ДониЖТ)
Украина, 83018, Донецк, ул. Горная, 6.
тел/факс (0622)51-23-54, 51-28-31, E-mail: info@drti.donetsk.ua

Аналізуються і порівнюються дві концепції розвитку потужних вибухозахищених електродвигунів (ВЭД): західно-європейської концепції „довгих” і вітчизняної концепції „симетричних” ВЭД. Доводиться, що для подальшого розвитку конструкції нових серій ВЭД типу ВАО5 треба додержуватися концепції симетричних ВЭД, яка теоретично і практично має перевагу і багатоваріантність конструктивних рішень.

Анализируются и сравниваются две концепции развития крупных взрывозащищенных электродвигателей (ВЭД): западноевропейской концепции „длинных” и отечественной концепции „симметричных” ВЭД. Показывается, что для дальнейшего развития конструкции новых серий ВЭД типа ВАО5 нужно ориентироваться на концепцию „симметричных” ВЭД, которая и в теоретическом и в практическом отношении имеет преимущества и многовариантность конструктивных решений.

ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] были рассмотрены перспективы и необходимость создания новых поколений крупных электрических двигателей взрывозащищенного исполнения (КЭДВИ) для топливно-энергетического комплекса (ТЭК) Украины и России в свете фундаментального значения, которое придается угольной и нефтегазовой индустрии в отечественной и мировой энергетике.

Наибольшее распространение и применение в мощном взрывозащищенном электроприводе ВЭД имеют асинхронные высоковольтные (В/В) ВЭД.

Начало серийному производству В/В ВЭД в СССР положили ХЭМЗ, освоивший в 60-е годы двигатели "Украина", и ВНИИВЭ, разработавший серию ВАО мощностью от 200 до 1000 кВт [2]. Благодаря этой разработке началось производство отечественной серии ВАО на заводах крупного электромашиностроения "Электромаш" (г. Тирасполь), ЛПГЗ (г. Лысьва) и "Сибэлектротяжмаш" (г. Новосибирск), а СССР смог отказаться от импорта В/В ВЭД из Германии, Бельгии и Франции.

В 80-е годы бала уже разработана и освоена вторая серия ВАО2, мощностью от 200 до 2000 кВт [3], производителями которой до настоящего времени являются ОАО "Электромаш" (г. Тирасполь) и ОАО "Привод" (г. Лысьва).

ТЕХНИЧЕСКИЙ УРОВЕНЬ И КОНСТРУКТИВНЫЕ НОВОВВЕДЕНИЯ В СЕРИИ ВАО2

Одним из принципиальных новшеств серии ВАО2, определившим концептуальное преимущество конструкции типа ВАО2, явилась эффективная и компактная схема согласной аксиально-радиальной системы воздушного охлаждения (СВО) [4] (рис. 1), составившая как бы конструктивный скелет ВЭД новой серии. На этом компактном "скелете" были логически построены и новые эффективные технические решения других элементов и механических узлов ВАО2 [5-8 и др.]. В совокупности с новой системой В/В изоляции "Монолит-2" эти нововведения позволили снизить массо-габаритные показатели серии ВАО2 по сравнению с серией ВАО на 15-20% [9].

Привлекательность нововведения [4] вскоре подтвердилась патентной политикой известной японской фирмы Мицубиси Денки, которая годом позже, такую же схему охлаждения запатентовала в ФРГ [10] и в США

[11]. Это, очевидно, заставило ведущие западные электромашиностроительные фирмы искать другую концепцию развития конструкции новых своих серий. Такая концепция, получившая на западе впоследствии название "длинных" электродвигателей, будет рассмотрена и проанализирована ниже.

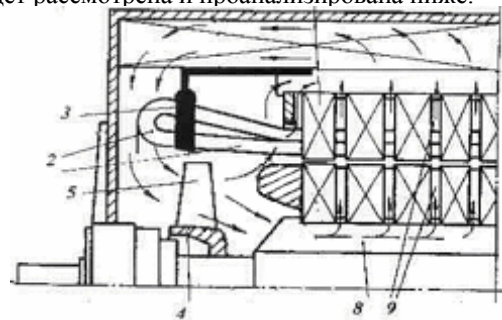


Рис.1 Схема согласной аксиально-радиальной СВО серии ВАО2

Что же касается серии ВАО2, то благодаря эффективной и компактной СВО она и сегодня, спустя более 20 лет, продолжает сохранять лучшие массо-габаритные показатели и удельную материалоемкость.

В подтверждение этому можно также привести тот факт, что "Завод Крупных Электрических Машин" (г. Новая Каховка) уже сейчас, в 2003 году освоил почти без существенных изменений серию ВАО2 для украинского рынка ТЭК [12].

АНАЛИЗ ЗАПАДНОЙ КОНЦЕПЦИИ "ДЛИННЫХ" ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

В конце 80-х годов за рубежом появились теоретические публикации [13], обосновывающие возможные преимущества "длинных" (дословно "колбасообразных") крупных электрических двигателей (КЭД). Теоретический анализ сравнения КЭД с традиционным отношением L/D и с увеличенным выходит за пределы данной статьи. Поэтому здесь лишь укажем, что в [13] упускался из рассмотрения наиболее важный для КЭД вопрос эффективности СВО. Классическая теория электрических машин говорит о том, что с ростом мощности удельные тепловые нагрузки на единицу охлаждающей поверхности растут пропорционально габариту КЭД:

$$P_{\Sigma} / S_{охл} \approx L, \quad (1)$$

где: P_{Σ} - суммарные тепловые потери; $S_{охл}$ - общая охлаждающая поверхность; L - линейный размер.

Кроме этого напорные характеристики вентиляторов еще в большей степени, чем охлаждающая поверхность $S_{охл}$, зависят от диаметра КЭД:

$$Q \approx D_{н.вен.}^2, \quad (2)$$

где: Q - производительность вентилятора, $D_{н.вен.}$ - наружный диаметр вентилятора.

Очевидно, что по обеим этим тепловентиляционным параметрам ($S_{охл}$ и Q) "длинные" КЭД будут уступать классическим КЭД с трубчатым теплообменником (ТТ).

Тем не менее, в конце 90 - х годов ряд западноевропейских фирм сообщили о производстве новых серий крупных ВЭД, выполняемых в литом оребренном корпусе, характерном для указанной концепции развития "длинных" электродвигателей (фирма ASEA - Brown Boveri, серия HXR мощностью до 1400 кВт; фирма Simens, серия "H-compact" мощностью до 1800 кВт; фирма "JEMONT-SCHNEIDER" мощностью до 1000 кВт).

Рассмотрим преимущества и недостатки "длинных" КЭД на примере серии "H-compact" фирмы Simens, как наиболее характерной западноевропейской серии, информация о научно - технических проблемах создания которой представлена в [14].

Некоторые преимущества "длинных" ВЭД:

- исключение ТТ из конструкции В/В ВЭД;
- искусственное уменьшение высоты оси вращения (ВОВ) за счет уменьшения диаметра и удлинения двигателя;
- снижение трудоемкости изготовления литого оребренного корпуса (по сравнению со сварным корпусом с ТТ);
- создание нового образа и дизайна крупных ВЭД типа "H-compact" с уменьшенной ВОВ;
- контроль и удержание европейского рынка крупных ВЭД за счет придания шкале мощностей с уменьшенной ВОВ "длинных" ВЭД статуса евростандарта.

Существенные недостатки "длинных" КЭД:

Для нивелирования принципиального недостатка "длинных" ВЭД - менее эффективной и асимметричной СВО - западноевропейским фирмам пришлось решать сложные научно-технические задачи, требующие дорогостоящих и трудоемких НИОКР:

- снижение тепловых потерь в активных частях (в первую очередь в меди) путём увеличения их объема и применения дорогостоящих марок электротехнической стали;
- разработка технологии литья длинных и густоорбренных чугуновых корпусов;
- дополнительное повышение теплопроводных свойств литых корпусов, шихтованных сердечников и корпусной изоляции MICOLASTIK обмотки статора;
- разработка уникальной технологии литья под давлением крупногабаритных КЗ алюминиевых роторных клеток длинных роторов;
- разработка специальных конструктивных мер, смягчающих неизбежные недостатки асимметричной СВО,

возникающие при применении "длинных" конструкций в КЭД, а именно:

- снижение напора вентиляторов из-за уменьшения их наружного диаметра;
- значительный перекоп температуры обмотки статора по длине при удлинении КЭД;
- отрыв наружного потока, обдувающего корпус, от его оребренной поверхности при удлинении КЭД;
- применение специальных конструктивно-технологических мер с целью повышения точности обработки и сборки всех узлов КЭД, исключаящих недопустимый прогиб вала и затиры в подшипниковых узлах и воздушном зазоре при "длинной" конструкции крупного ВЭД.

ОБОСНОВАНИЕ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ КОНЦЕПЦИИ "СИММЕТРИЧНЫХ" ВЭД

Как уже было сказано, структурную основу (конструктивный скелет) серии ВАО2 представляет ее согласная, аксиально-радиальная СВО, выполнена по новой компактной схеме [4], принципиально требующей симметричного геометрического решения.

Известно, что в процессе развития (усложнения) электромеханической структуры количество дисимметрирующих факторов существенно возрастает [15]. В то же время "принцип симметрии должен быть основой любой теоретической системы, если эта система претендует на звание научной теории" [16]. Исходя из этого, теоретически следует стремиться к сохранению принципа симметричности в СВО - основополагающей подсистеме всех крупных электрических машин и ВЭД. Этот принцип хорошо согласуется и с рекомендациями по оптимизации электромагнитной системы ВЭД [17], сделанными на основании известной зависимости:

$$m = \frac{30 \cdot K_D^2 \cdot K_K \cdot \gamma_{cp}}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot n_1 \cdot A_2 \cdot B_m}, \quad (3)$$

где: m - удельная масса ВЭД; γ_{cp} - средняя плотность объема активных материалов; $n_1 = 60f_i/p$; K_D - отношение D_a/D_δ ; K_K - конструктивный коэффициент; A_2 - линейная нагрузка; B_m - индукция в зазоре.

Из (3) видно, что из всех параметров K_D имеет наибольшее влияние на изменение m , т.к. входит в это уравнение в квадрате. Влияние отношения D_a/D_δ на степень совершенства машины во всех предыдущих сериях ВАО2 - ВАО4 не учитывалось и поэтому при проектировании серии ВАО5 на это следует обратить особое внимание, как на резерв снижения удельной материалоемкости m , согласующийся с развитием концепции "симметричных" ВЭД. При определенном объеме активной части $D_a^2 L$ очевидно, что для уменьшения m следует стремиться к возможно-му увеличению диаметра расточки статора D_δ .

Снижение же материалоемкости активных материалов в отечественном производстве имеет наибольший вклад в себестоимость ВЭД (табл. 1).

Таблица 1

Примерный вклад стоимости разных материалов* в общую себестоимость** материалов, применяемых в отечественных ЭД типа ВАО2-560-4							
Р, кВт	Изоляция в/в	Медь	Эл.тех. сталь	Трубы ТТ	Конструкционная сталь	Комплектующие изделия	Прочее
800-1600	15-17%	25-27%	30-37%	8%	7-8%	5-8%	5-7%

Примечания: * - без учета отходов; ** - с учетом накладных затрат.

Системный анализ концепции развития схем воздушного охлаждения (СВО) асинхронных КЭМ

Схема внешней вентиляции		?		?		
Конструкция корпуса	Литой					
	Сварной					
Условное обозначение внешней вентиляционной системы	P	$P + \frac{T}{P}$	P+T	$P + \frac{T}{TT}$	TT	A+R
Условное обозначение внутренней вентиляционной системы		A	A;A+R	A+R	A+R	A+R
Подсистемы (схемы) внутренней вентиляции						
<p>Условные обозначения: P – ребро; T – труба; TT – трубчатый теплообменник; A – аксиальная СВО; A – аксиальная СВО; R – радиальная СВО</p>						

Прогрессивность "симметричной" концепции для асинхронных ВЭД обоснована автором также путем системного анализа трех принципиальных СВО на разных уровнях их подсистем (табл. 2). Ценность этой таблицы состоит еще и в том, что она является не только теоретическим обоснованием прогрессивности "симметричных" ВЭД, но позволяет указать новые (т.н. промежуточные) схемные решения СВО, которые представляют интерес и для средних, низковольтных ВЭД.

Подобный анализ этих вопросов выходит за пределы объема данной статьи. Поэтому ограничимся лишь указанием уже разработанных и запатентованных технических решений, направленных на развитие конструкции типа ВАО2 – это изобретения [18-20 и др.]

ВЫВОДЫ

1. Сравнительный анализ существующей серии ВАО2 и новых разработок ВАО2М (ВАО5) и ВАО4 по удельной материалоемкости, представленные на рис.2, наглядно показывает, что развитие ВАО2 в направлении совершенствования "симметричной" аксиально-радиальной СВО (серия ВАО5 (заделы ВАО2М)) логически приводит к новому поколению ВЭД с очередным уменьшением массо-габаритных показателей на 15-20 %.

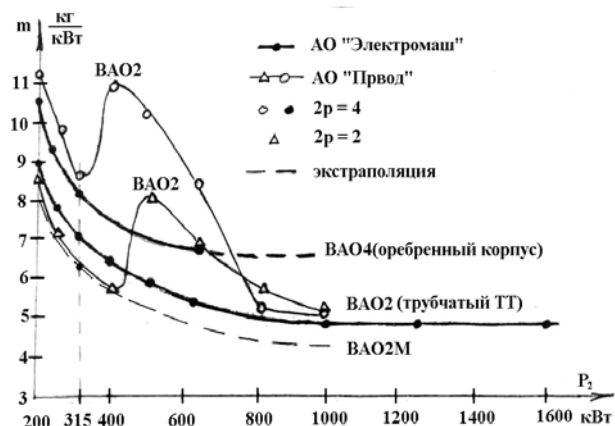


Рис.2. Зависимость удельной массы m от полезной мощности P_2 электродвигателей серии ВАО2, модернизированных образцов ВАО2М (заделы серии ВАО5) и отрезка серии ВАО4 при $2p = 2$ и 4

Примечание: Отрезок серии 400-1000 кВт (Δ) и отрезок серии 200 – 1000 кВт (\circ) были спроектированы самим СКБ ОАО "Привод" под свои активные части, без использования новой схемы СВО [4] в период после разделения СССР.

2. Разработка же новых серий по западной концепции "длинных" ВЭД, в основе СВО которых лежит асимметричная аксиальная СВО (серии ВАО4), заведомо приводит к ухудшению (увеличению) массо-габаритных показателей и себестоимости ВЭД, что теоретически было показано автором при обосновании серии ВАО5 [17]. Такой же, очевидно, результат будет уметь и В/В ВЭД с серийным названием ВАД [21], в основу СВО которой (в противовес мнению автора) снова была положена западная концепция "длинных" оробренных ВЭД.

3. Разработчикам и отечественным заводам крупного электромашиностроения не следует необдуманно принимать хотя и новую, но тупиковую для наших серий ВЭД западную концепцию, а разрабатывать эффективную многовариантную отечественную концепцию симметричных ВЭД и КЭМВИ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Конохов Н.Н., Резник Л.Б. Работы и перспективы УкраинИИВЭ и ИСЦВЭ в области создания крупных взрывозащищенных электроприводов для нефтегазового комплекса // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб. науч. тр. УкрНИИВЭ, - Донецк, 1998 - с.20-27.
- [2] Горягин В.Ф., Дорошкевич И.Л., Збарский Л.А. и др. Новая серия ВАО асинхронных взрывонепроницаемых высоковольтных электродвигателей мощностью от 200 до 1000 кВт // "Электрические машины переменного тока" Сб. трудов ЦПКТБ КЭМ, Энергия, 1973 г., с.139-152.
- [3] Збарский Л.А., Ширнин И.Г., Горягин В.Ф. и др. Характеристики асинхронных взрывонепроницаемых двигателей серии ВАО2 мощностью 200 – 2000 кВт // Электротехника 1986, №10, с.43-46.
- [4] Авт. св. СССР №838922. Электрическая машина // Збарский Л.А., Конохов Н.Н., Макагон В.А. и др., 1981г.
- [5] Авт. св. СССР №851656. Электрическая машина // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Поршнев Ю.В. и др., БИ №26, 15.07.81.
- [6] Авт. св. СССР №792498. Подшипниковый узел электрической машины // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Поршнев Ю.В., БИ №48, 30.12.80.
- [7] Авт. св. СССР №904107. Взрывозащищенная электрическая машина // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Поршнев Ю.В., и др., БИ №5, 07.08.82.
- [8] Патент РФ №792497. Подшипниковый узел электрической машины // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Останкович Е.В. и др., 30.06.93.
- [9] Збарский Л.А., Бурковский А.Н., Конохов Н.Н., Сороко П.А. Эффективность системы охлаждения высоковольтных двигателей серии ВАО2 и пути ее совершенствования // В кн.: Взрывозащищенные электрические машины и трансформаторы: Сб. научн. трудов ВНИИВЭ - Донецк – 1988, с.9-16.
- [10] Заявка ФРГ №3242018, 1981г.
- [11] Патент США №4442371, 1984г.
- [12] "Завод Крупных Электрических Машин". Каталог продукции. 2004 год. г. Новая Каховка, г. Санкт-Петербург.
- [13] Mazumder P. An analytical approach to sausage motor design "Elec. India" 1977, 17, №24, 57-60 (англ.).
- [14] Siemens, "H-compact". Высоковольтные двигатели трехфазного тока. Фирменный каталог У 20001- E630-B110-X-5600, 16.
- [15] Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002-288 с.
- [16] Овчинников Н.Ф. Симметрия – закономерность природы и принцип познания // Принцип симметрии.-М.: Наука 1978.-с.4-38.
- [17] Обоснование создания новой серии высоковольтных взрывозащищенных электродвигателей ВАО5. Технический отчет ПИЖЦ 520058. 005. УкрНИИВЭ, г. Донецк. 1996, 11 с. Патент РФ №1473018.
- [18] Электрическая машина // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Ковалев Е.Б., Сороко П.А., 30.06.93.
- [19] Патент РФ №1725322. Электрическая машина // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Ширнин И.Г., Бурковский А.Н., 30.06.93.
- [20] Патент РФ №1525813. Ротор электрической машины // Конохов Н.Н., Волох В.Я., Никульников А.Г., 30.06.93.
- [21] Красников Г.В., Гасюк А.А., Ксензенко В.В. и др. Стендовые испытания электродвигателей ВАД-450М4 и ВАД-450Л4 на соответствие требованиям технических условий // Взрывозащищенное электрооборудование: Сб. научн. тр. Укр НИИВЭ.-Донецк: 2003-с.94-97.

Поступила 22.07.04

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ МАШИН ИЗ ОПЫТОВ ВКЛЮЧЕНИЯ ИХ В СЕТЬ НА ДВЕ ФАЗЫ

Ларин А.М., к.т.н., доц., Наумов О.Е.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра “Электрические системы”

Тел. (0622) 91-03-07, E-mail: lam@elf.dgtu.donetsk.ua

Викладені основні положення методу експериментального визначення частотних характеристик провідності з боку обмотки статора асинхронної машини і відповідних ним електромагнітних параметрів. Метод засновано на дослідних даних, які реєструються при ввімкненні нерухомої електричної машини до мережі на дві фази. Наведені результати досліджень для асинхронного двигуна типу 4A904LU3

Изложены основные положения метода экспериментального определения частотных характеристик проводимости со стороны обмотки статора асинхронной машины и соответствующих им электромагнитных параметров. Метод основан на опытных данных, регистрируемых при включении неподвижной электрической машины в сеть на две фазы. Приводятся результаты исследований для асинхронного двигателя типа 4A904LU3.

ВВЕДЕНИЕ

Вопросам определения электромагнитных параметров (ЭМП) машин переменного тока специалистами уделяется большое внимание [1-4]. Разрабатываются методы, позволяющие определять эквивалентные электромагнитные параметры, адекватно учитывающие сложные явления вытеснения тока и насыщения [5-8]. Такой учет возможен только при отражении электромагнитных свойств ротора совокупностью параметров в виде частотных характеристик (ЧХ) или многоконтурных схем замещения.

В последние годы определение ЭМП направлено на использование исходной информации рабочих и нормальных переходных процессов, протекающих в условиях питания машины от сети рабочего напряжения. В [9] предложен метод определения ЧХ проводимости со стороны обмотки статора электрической машины (ЭМ) с симметричной конструкцией ротора, основанный на данных измерений токов и напряжений при включении в сеть заторможенной машины.

Недостатки указанного способа связаны со сложностью реализации опытов, требующих применения специального устройства для затормаживания ротора, проверки и регулировки коммутационного устройства с целью обеспечения одновременной подачи напряжений на три обмотки статора.

В настоящей работе предлагается метод определения ЧХ асинхронных машин (АМ), соответствующих заданному уровню насыщения магнитной цепи, по данным переходного процесса при подаче испытательного напряжения на две фазы обмотки статора.

Этим самым исключается необходимость в выполнении подготовительных работ по затормаживанию ротора двигателя и регулировки коммутирующего устройства.

ОБОСНОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Метод основан на установленных в [4] и уточненных в [10] связях между составляющими переходного тока статора при включении ЭМ в сеть и их частотными характеристиками или токовыми диаграммами.

В соответствии с [4] при подаче напряжения на

две фазы обмотки статора неподвижной ЭМ требуется рассмотреть по методу наложения процесс включения машины на системы напряжений прямой и обратной последовательности. Величины напряжений при этом должны быть одинаковыми и равными половине напряжения, подводимого к обмотке статора.

На рис. 1 приведена векторная диаграмма в начальный момент подключения неподвижного АД к источнику трехфазного напряжения прямой последовательности.

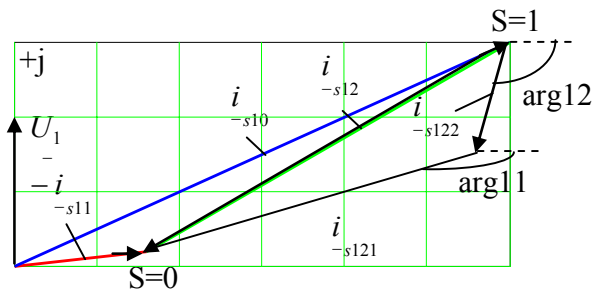


Рис. 1. Векторная диаграмма составляющих прямой последовательности в начальный момент подключения к сети неподвижного АД на две фазы

Закон изменения изображающего вектора переходного тока статора прямой последовательности во времени в неподвижных осях описывается следующим уравнением [10]:

$$i_{-s1}(t) = i_{-s10(t=0)} e^{j\omega t} + i_{-s11(t=0)} e^{j\omega_a \omega t} e^{-t/T_a} + \sum_{k=1}^N i_{-s12rk} e^{-t/T_{rk}} \quad (1)$$

где $i_{-s10(t=0)}$ - вектор установившегося тока статора;

$i_{-s11(t=0)}$ - вектор аperiodической составляющей переходного тока в начальный момент времени;

T_a, ω_a - постоянная времени затухания и собственная частота вращения вектора аperiodического тока статора;

i_{-s12rk}, T_{rk} - начальные значения и постоянные времени затухания составляющих периодического тока с

учетом влияния активного сопротивления обмотки статора; N - количество контуров на роторе.

При подаче на АД системы напряжений обратной последовательности возникают составляющие токов, векторы которых являются комплексно-сопряженными соответствующим векторам прямой последовательности (рис.1). При этом направления вращения векторов аperiodического и установившегося токов статора должны быть изменены на противоположные. С учетом этого изменение модуля изображающего вектора тока статора обратной последовательности будет описываться следующим соотношением:

$$i_{-s2}(t) = i_{-s10(t=0)}^* e^{-j\omega t} + i_{-s11(t=0)}^* e^{-j\omega_a t} e^{-t/T_a} + \sum_{k=1}^N i_{-s12rk}^* e^{-t/T_{rk}} \quad (2)$$

В соответствии с принципом наложения изображающий вектор полного тока статора представляет собой сумму отдельных составляющих:

$$i_{-s}(t) = i_{-s1}(t) + i_{-s2}(t). \quad (3)$$

Полученные математические соотношения (1) – (3) представляют собой модель изображающего вектора тока обмотки статора при включении неподвижного АД в сеть на две фазы. В соответствии с нею может быть предложена методика определения ЧХ проводимости со стороны обмотки статора по данным опыта подачи напряжения на две фазы неподвижной машины.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АМ

Предполагаются известными следующие параметры АМ: индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора x_{σ} ; активное сопротивление обмотки статора r_s и индуктивное сопротивление ветви намагничивания x_{μ} . В опыте регистрируются мгновенные значения одного фазного тока и подведенного напряжения. Будем предполагать, что напряжение подается на фазы B и C .

По данным измерения мгновенных величин тока определяются значения модуля обобщенного вектора переходного тока статора для различных моментов времени:

$$I_{s\bar{i}}(t_l) = \sqrt{\frac{2}{3}(i_b^2(t_l) + i_c^2(t_l))}, \quad l = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

где n - количество измерений переходных токов.

По данным измерения тока и напряжения в установившемся режиме после подключения машины к источнику напряжения определяется модуль (I_{sr0}) и аргумент (α_{r0}) векторов токов i_{-sr10} и i_{-sr20} , которые отражают влияние активного сопротивления обмотки статора r_s .

Рассчитываются начальные значения векторов аperiodических составляющих прямой $i_{-sr11(t=0)}$ и обратной $i_{-sr21(t=0)}$ последовательностей, постоянная времени их затухания T_a и собственная частота вра-

щения ω_a :

$$i_{-sr11(t=0)} = \frac{0,5U}{x_{\sigma} + x_{\mu} + \frac{r_s}{j}}, \quad i_{-sr21(t=0)} = i_{-sr11(t=0)}^*,$$

$$T_a = \frac{1}{\text{Re}[i_{-sr1(t=0)}] \cdot r_s \omega}, \quad \omega_a = \text{Im}[i_{-sr1(t=0)}] \cdot r_s. \quad (5)$$

где U – напряжение, подводимое к обмотке статора в опыте.

В соответствии с методикой, описанной в [10], определяется модуль I_{sr20} и аргумент α_{r2} векторов полных токов $i_{-sr12(t=0)}$ и $i_{-sr22(t=0)}$ в начальный момент времени:

$$i_{-sr12(t=0)} = I_{sr20} e^{j\alpha_{r2}}, \quad i_{-sr22(t=0)} = I_{sr20} e^{-j\alpha_{r2}}. \quad (6)$$

Представим составляющие векторов i_{-s12rk} и i_{-s22rk} через значения модулей и аргументов. С учетом того, что векторы составляющих обратной последовательности являются комплексно-сопряженными соответствующим векторам прямой последовательности, имеем:

$$i_{-s12rk} = I_{s2rk} e^{j\arg_k}; \quad i_{-s22rk} = I_{s2rk} e^{-j\arg_k}, \quad (7)$$

где I_{s2rk} , \arg_k - модуль и аргумент вектора k -ой составляющей переходного периодического тока статора (рис. 1).

Тогда, в уравнениях (2) и (3) неизвестными будут начальные значения модулей I_{s2rk} и аргументы \arg_k , а также постоянные времени T_{rk} затухания составляющих периодических токов i_{-s12} и i_{-s22} . В общем случае, при наличии на роторе N числа контуров, их нахождение требует решения оптимизационной задачи. Оптимизации подлежит функция, которая определяет значения модулей изображающего тока статора для различных моментов времени:

$$I_s(t, I_{s2rk}, \arg_k, T_{rk}) = \text{Mod}[I_{sr0} e^{j\alpha} e^{i\alpha_{r0}} + I_{sr0} e^{-j\alpha} e^{-j\alpha_{r0}} + I_{sr1} e^{j\alpha_{r1}} e^{j\omega_a t} e^{-t/T_a} + I_{sr1} e^{-j\alpha_{r1}} e^{-j\omega_a t} e^{-t/T_a} + \sum_{k=1}^N I_{s2rk} e^{i\arg_k} e^{-t/T_{rk}} + \sum_{k=1}^N I_{s2rk} e^{-i\arg_k} e^{-t/T_{rk}}]$$

Для отыскания неизвестных в работе использовалась функция универсального математического пакета MathCad 7.0 “Civen.....Minerr”.

С помощью этой функции определяются значения I_{s2rk} , \arg_k и T_{rk} , входящие в правую часть уравнения (8), при которых модуль рассчитываемой правой части минимально отличается от модуля экспериментально полученной в соответствии с (4) левой части ($I_{son}(t)$) для всех заданных значений времени, т.е.

$$I_s(t_l, I_{s2rk}, \arg_k, T_{rk}) = I_{son}(t_l);$$

$$k = 1, 2 \dots N; \quad l = 1, 2, 3 \dots n. \quad (9)$$

Таким образом, в результате оптимизации функ-

ции (9) находим векторы составляющих переходного периодического тока статора с учетом влияния активного сопротивления: $i_{-s2rk} = I_{s2rk} e^{j \arg k}$.

Дальнейший расчет ЧХ и эквивалентных параметров схем замещения производится в соответствии с методикой, изложенной в [10].

Проведение серии опытов при различных значениях напряжения позволит, как и в случае подачи трехфазного напряжения, получить семейство ЧХ, соответствующих различным уровням насыщения путей магнитных потоков.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АД

Достоверность предложенных в работе теоретических положений метода оценивалась путем проведения математического эксперимента (МЭ). В МЭ эталонным сигналом являлись кривые изменения фазных токов, вычисленные методом симметричных составляющих по заданным значениям параметров общепринятой (Т-образной) схемы замещения АД типа АО-51-4 путем численного интегрирования дифференциальных уравнений Парка-Горева.

Расчетная схема замещения для определения составляющих прямой последовательности приведена на рис.2. По данной схеме замещения рассчитывались составляющие прямой последовательности фазных токов и через них - полные фазные токи при включении АД на две фазы. Полученные зависимости использовались в качестве эталонного сигнала для проверки достоверности предложенного алгоритма определения ЧХ асинхронных машин. Исследования показали, что с учетом и без учета влияния активного сопротивления обмотки статора рассчитанные и исходные ЧХ оказались близкими между собой. Максимальная погрешность во всем диапазоне скольжений не превышает 11,3%. При этом во временной области несовпадение модулей изображающих векторов не превысило 6,5%.

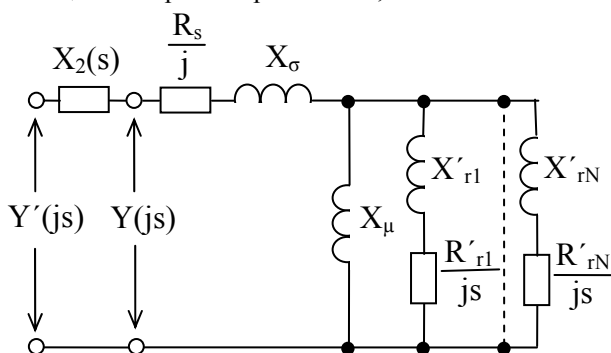


Рис. 2. Схема замещения для расчета токов прямой последовательности

Экспериментальным путем определялось семейство ЧХ асинхронного двигателя типа 4А90Л4У3 ($P_{ном} = 2,2$ кВт; $U_{ном} = 380$ В; $I_{ном} = 4,9$ А; $\cos\phi = 0,83$; $n_{ном} = 1420$ об/мин), соответствующих различным уровням насыщения. В качестве исходных данных принимались следующие паспортные данные

(о.е.): $x_{\sigma} = 0.083$; $r_s = 0.057$; $x_{\mu} = 2.708$. Было произведено десять опытов подачи напряжения на две фазы неподвижного АД. Значения напряжений изменялись в пределах от 0.115 о.е. до 0.525 о.е. с шагом примерно равным 0.065 о.е. Значения установившихся токов в обмотках статора изменялись в пределах от 0,512 до 2,67 номинального. В опытах с помощью цифрового регистратора фирмы "РЕКОН" измерялись ток и фазное напряжение.

В качестве примера на рис.3 приведены зависимости изменения модулей изображающего тока статора, полученных для случая подачи напряжения, равного $0,326 U_{ном}$.

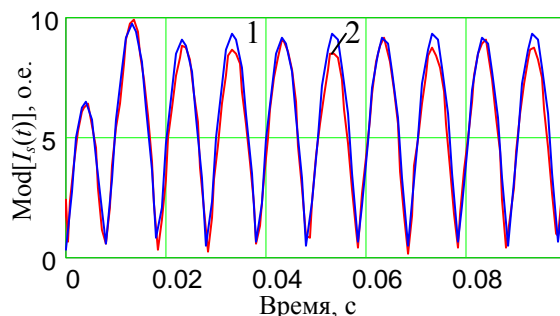


Рис. 3. Изменение модуля изображающего вектора тока статора при включении АД на две фазы

Как следует из рис.3, отличие экспериментальной зависимости (кривая 2) от рассчитанной по (1) - (3) после операции оптимизации (8) (кривая 1) не превышает 7,5% на всем интервале регистрации переходного процесса.

Полученные по предложенной методике ЧХ проводимости со стороны обмотки статора для некоторых значений напряжений (0,115 - кривая 1; 0,326 - кривая 2; 0,511 - кривая 3) приведены на рис.4. Во всех исследуемых случаях АД удалось представить одним демпферным контуром.

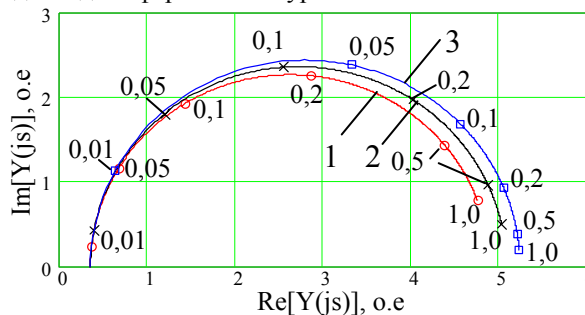


Рис. 4. ЧХ АД типа 4А90Л4У3

Анализ полученных ЧХ позволил установить, что имеет место тенденция к увеличению относительных амплитудных значений тока статора с увеличением подаваемого на АД напряжения. Величина максимального отличия модулей комплексной проводимости для исследуемого диапазона напряжений составляет 5,3 раза при скольжении 0,018 о.е. Увеличение амплитудных значений пусковых токов ($Mod[y(js)_{s=1}]$) происходит значительно в меньшей степени и составляет всего 1,1 раза.

Аргумент комплексной проводимости более существенно зависит от величины насыщения. При этом характер изменения оказывается различным в различных областях скольжений. Так, в диапазоне скольжений от 0,001 до 0,018 о.е. фаза увеличивается при увеличении степени насыщения. В области значений скольжений от 0,018 до 1 о.е имеет место обратное влияние насыщения. При изменении напряжения в опытах от 0,115 о.е. до 0,525 о.е. фаза при скольжении $s=1$ уменьшилась в 7,3 раза, при $s=0.001$ – примерно со столько же раз увеличилась. Это свидетельствует о существенном изменении шкалы скольжений частотных характеристик (круговых диаграмм).

Зависимость изменения сверхпереходного сопротивления x'' исследуемого АД в функции пускового тока статора практически совпала с аналогичной зависимостью, полученной в [10] по данным опытов включения неподвижного АД на три фазы.

На рис. 5 представлены экспериментальные зависимости индуктивных и активных сопротивлений Г-образной (кривые 1 и 3 соответственно) и Т-образной (кривые 2 и 4 соответственно) схем замещения АД от величины установившегося тока статора. Указанные зависимости получены в предположении, что сопротивление рассеяния статора не зависит от тока.

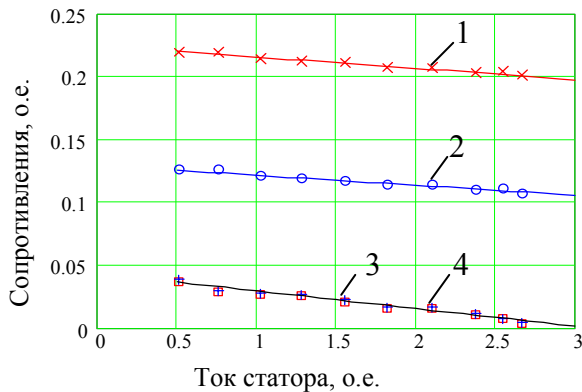


Рис.5 Зависимости сопротивлений схем замещения от установившегося тока статора

Проведенный анализ показал, что зависимости индуктивных сопротивлений от тока статора можно аппроксимировать следующими линейными зависимостями:

$$X_g(I) = 0.225 - 0.009 \cdot I ; \quad (10)$$

$$X_t(I) = 0.13 - 0.008 \cdot I . \quad (11)$$

Зависимости активных сопротивления Г-образной и Т-образной схем замещения практически совпали между собою:

$$R(I) = 0.044 - 0.014 \cdot I . \quad (12)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод позволяет по данным измерений токов и напряжений при включении в сеть неподвижных асинхронных машин на две фазы определять их частотные характеристики с учетом многоконтурности ротора и насыщения путей магнитных потоков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Рогозин Г.Г. Определение электромагнитных параметров машин переменного тока. Новые экспериментальные методы. – К.: Техніка, 1992. – 168 с.
- [2] Артишевская С.В. Экспериментально-аналитический метод определения параметров асинхронных машин // Электричество. – 1999. – №11. – С. 21-23.
- [3] Попов В.И., Макаров Л.Н. К экспериментальному определению параметров схемы замещения асинхронной машины // Электричество. – 1993. – № 1. – С. 49-52.
- [4] Казовский Е.Я., Рубисов Г.В. Переходные процессы в синхронных машинах при аномальных режимах в энергосистеме. – СПб.: Наука, 1994. – 172 с.
- [5] Рогозин Г.Г., Пятлина Н.Г. Способ идентификации асинхронной машины по экспериментальным данным ее динамического режима // Электричество. – 1981. – № 4. – С. 47-49.
- [6] Рогозин Г.Г., Ларин А.М., Ларина И.И. Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания // Электротехника. – 1999. – №12. – С. 14-17.
- [7] Donesku V., Charette A., Yao Z., Rajagopalan V. Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities // IEEE Trans. Energy Convers. – 1999. – 14, 3. – P. 386-393.
- [8] Verbeeck Jef, Pintelon Rik, Lataire Philippe. Influence of saturation on synchronous machine parameters in standstill frequency response test // IEEE Trans. Energy Convers. – 2000. – 15, 3. – P. 277-283.
- [9] Ларин А.М., Абдессалем Ламари. Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных двигателей по данным опытов включения их в сеть // Вісник Східноукраїнського нац. ун.-ту. - 2001. - №3 (37). - С. 175-183.
- [10] Ларин А.М., Абдессалем Ламари, Ларина И.И. Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных машин при различных уровнях насыщения // Електротехніка і Електромеханіка.– 2003.- №4. – С.52-58.

Поступила 08.09.2004

АНАЛИЗ МЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОРОТКОЗАМКНУТЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ МЕТОДАМИ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Папазов Ю.Н., Чувашев В.А. к.т.н.
Украинский НИИ взрывозащищенного электрооборудования
Украина, 83052, Донецк, ул. 50-ой Гвардейской дивизии, 17
тел. (062)348-18-94, 382-93-53, E-mail: vach@list.ru

Васьковский Ю.Н., д.т.н., Гайденок Ю.А.
Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Перемоги, 37, корп.20, кафедра "Электромеханика"
тел. (044) 454-95-18, 241-76-38, E-mail: ntuukafem@ua.fm

Сформульовано математичну модель для аналізу механічних характеристик короткозамкнених асинхронних двигунів, яка базується на розрахунках електромагнітного моменту методом тензора натягу електромагнітного поля. Модель враховує вплив струмів ротора з урахуванням нерівномірності розподілу густини струму по перетину масивних стержнів ротора, яка викликана як ефектом витиснення індукованих струмів, так і ефектом руху ротора. За допомогою моделі на конкретному прикладі проведено чисельні дослідження, отримано картини розподілу індукованих струмів у стержнях.

Сформулирована математическая модель для анализа механических характеристик короткозамкнутых асинхронных электродвигателей, основанная на расчете электромагнитного момента методом тензора натяжения электромагнитного поля. Модель учитывает влияние токов ротора с учетом эффектов вытеснения токов из массивных стержней ротора, обусловленных как эффектом вытеснения, так и эффектом движения ротора. На основе модели на конкретном примере проведены численные исследования момента, получены картины распределения индуцированных токов в стержнях.

ВВЕДЕНИЕ

Обоснование и разработка методов расчета электромагнитного момента и механических характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей (АД), обеспечивающих высокую достоверность расчетных результатов, остается актуальной задачей, имеющей важное научное и практическое значение. Особенно актуально решение этой задачи для АД с литой медной клеткой ротора [6], увеличенным пусковым моментом (двухклеточные, глубокопазные), двигателей с массивным ротором и др., в которых существенно проявляются эффекты вытеснения вихревых токов в роторных контурах.

Создание уточненных методик расчета электромагнитного момента и механических характеристик АД возможно на базе методов теории электромагнитного поля, которые обеспечивают адекватный анализ и учет особенностей распределения плотности индуктированных токов в электропроводных стержнях короткозамкнутой обмотки ротора при различной частоте вращения ротора.

С учетом требуемой точности расчета механических характеристик, особенностей конструкции АД и затрат процессорного времени при реализации расчетов вполне обоснованным является анализ поля АД в двумерном приближении в поперечном сечении его активной части. Поэтому в статье используются двумерные полевые задачи. При этом для численного решения полевой задачи используется метод конечных элементов (МКЭ) [4], хорошо зарекомендовавший себя для полевых расчетов в электрических ма-

шин и других установках, имеющих значительный объем ферромагнитных сердечников.

Если известно распределение электромагнитного поля в активной зоне АД, то действующий на ротор электромагнитный момент, можно определить одним из трех известных методов: по формуле Ампера, методом виртуального перемещения подвижной части и методом тензора натяжения векторов магнитного поля [1]. Среди указанных методов наиболее эффективным и экономичным с вычислительной точки зрения является метод тензора натяжения магнитного поля, поскольку его применение не связано с трудоемким интегрированием по объему рассматриваемого тела. Интегрирование ведется только по поверхности, а в случае двумерных задач – по линии, охватывающей рассматриваемую расчетную область. Поэтому в данной работе для расчета механической характеристики АД применяется метод тензора натяжения магнитного поля.

В статье представлена методика численного расчета электромагнитного момента и механической характеристики короткозамкнутых асинхронных двигателей, основанная на использовании результатов анализа электромагнитного поля в активной зоне, а также результаты численного моделирования электромагнитного момента на примере взрывозащищенного АД типа ЭКВ 3,5 – 180.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

При рассмотрении поля АД в двумерном приближении действующий на ротор АД электромагнитный момент по методу тензора натяжения поля находится по следующему выражению [1]:

$$M_{Ai} = 2 \cdot p \cdot F_{\tau} \cdot R_{\delta} = \frac{2 \cdot p \cdot R_{\delta} \cdot l_{\delta}}{\mu_0} \cdot \int_{\tau} B_n \cdot B_{\tau} \cdot dl. \quad (1)$$

Интегрирование в (1) ведется на длине полюсного деления τ вдоль расчетной линии, расположенной в воздушном зазоре между статором и ротором по середине высоты зазора. В выражении (1) обозначено: B_n, B_{τ} - нормальная и тангенциальная к расчетной линии составляющие вектора магнитной индукции; R_{δ} - радиус расчетной линии в воздушном зазоре; l_{δ} - активная длина ротора АД; p - число пар полюсов. При численном решении задачи с помощью МКЭ интеграл в (1) заменяется конечной суммой по длинам сторон конечных элементов, вершины которых лежат на расчетной линии:

$$M_{EM} = \frac{2 \cdot p \cdot R_{\delta} \cdot l_{\delta}}{\mu_0} \cdot \sum_i^{N-1} B_{ni} \cdot B_{\tau i} \cdot \Delta l_i, \quad (2)$$

где $B_{ni}, B_{\tau i}$ - нормальная и тангенциальная составляющие индукции на i -ом отрезке расчетной линии. Формула (2) легко программируется и удобна для компьютерной реализации.

В общем случае при наличии в расчетной области электропроводных и подвижных тел определяющее уравнение электромагнитного поля, сформулированное для гармонически изменяющихся во времени переменных относительно комплексной амплитуды векторного магнитного потенциала A , имеет следующий вид:

$$\frac{1}{\mu} \Delta \vec{A} - j \omega_2 \gamma \vec{A} + \gamma (\vec{V} \times \text{rot } \vec{A}) = -\vec{J}_{\text{стор}}, \quad (3)$$

где γ, μ, ω_2 - электропроводность, магнитная проницаемость и угловая частота изменения переменных; V - линейная скорость перемещения подвижной части; $J_{\text{стор}}$ - плотность токов сторонних источников. В

поперечном сечении АД вектор $\vec{A} = \vec{z} A_z = \vec{z} A$. Уравнение (3) дополняется граничными условиями - значениями векторного потенциала или его производных на внешней границе области. Обычно при анализе полей электрических машин принимается однородное граничное условие первого рода

$$A|_{\Gamma} = 0, \quad (4)$$

принятие которого означает пренебрежение магнитными потоками рассеивания за пределы расчетной области.

После решения уравнения (3) в декартовых координатах, составляющие магнитной индукции определяются по следующим соотношениям:

$$B_x = \partial A / \partial y, B_y = -\partial A / \partial x. \quad (5)$$

Составляющие индукции в нормально - тангенциальной системе координат определяются по выражениям:

$$B_n = B_x \cos \gamma + B_y \sin \gamma, B_{\tau} = B_x \sin \gamma - B_y \cos \gamma, \quad (6)$$

где угол γ измеряется между осями X и τ декартовой и нормально - тангенциальной систем координат и отсчитывается против часовой стрелки.

Источникам поля в уравнении (3) являются известные плотности токов фаз обмотки статора, кото-

рые задаются в подобластях расчетной области - пазах сердечника статора, в которых располагаются проводники обмотки статора. При этом учитывается фазовый сдвиг токов в различных фазах обмотки.

Существует несколько методов учета действия токов обмотки ротора при полевым анализе АД. Один из известных методов заключается в предварительном расчете схемы замещения АД или построении его векторной диаграммы, по которым определяются для заданного скольжения токи статора и ротора и угол фазового сдвига между ними. Эта информация позволяет при полевым расчете задать в пазах ротора найденную плотность тока обмотки ротора как стороннюю и далее рассчитать поле и момент при совместном действии токов статора и ротора. Такой подход содержит в себе ряд погрешностей, существенно влияющих на точность расчета механической характеристики. Например, не учитывается неравномерность распределения токов по сечению стержней ротора, вызванная как эффектом вытеснения, так и движением ротора, не учитывается изменение насыщения магнитопровода и др.

Устранить эти недостатки можно при непосредственном решении уравнения (3) для области ротора АД, содержащей массивные электропроводные стержни в пазах, перемещающихся относительно вращающегося магнитного поля статора с частотой скольжения.

Каждую точку механической характеристики при любом скольжении s можно рассматривать как установившийся режим при заданных величинах плотности токов статора и частоте токов в стержнях ротора $\omega_2 = s \cdot \omega_1$. При численном расчете поля с помощью МКЭ зафиксируем положение ротора относительно статора. Оставляя сетку конечных элементов без изменений, будем пренебрегать периодическим изменением формы поля при перемещении ротора в пределах одного зубцового деления. Расчеты показывают, что в большинстве случаев это изменение поля незначительно и практически не влияет на расчетные характеристики АД. При этом во всех точках сечения пазов ротора задается вектор скорости перемещения проводников ротора со скоростью, связанной с угловой частотой ω_2 . Например, в декартовых координатах имеем:

$$V_x = \omega_2 R_2 \cos \gamma = \omega_2 y, V_y = \omega_2 R_2 \sin \gamma = \omega_2 x, \quad (7)$$

При этом начало системы координат задано в геометрическом центре ротора.

Такая же частота ω_2 задается и во втором слагаемом уравнения (3).

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ.

Приведем результаты моделирования токов ротора и электромагнитного момента на примере серийного взрывозащищенного АД типа ЭКВ 3,5 - 180 с литой медной клеткой ротора [6].

Традиционно учет вытеснения токов в пазу ротора АД и связанное с ним увеличение джоулевых потерь осуществляется по упрощенным выражениям, полученным при сведении реальной двумерной поле-

вой задачи о распределении плотности индуцированных токов в пазу к одномерной задаче о распределении токов по высоте паза. Эти выражения широко используются при расчетах и проектировании АД. Они получены еще А. Фильдом [7], а позже изучены различными авторами (например, [3]). Упомянутые выражения базируются на существенных допущениях. В частности, на априорном представлении о характере поля в пазу (вектор индукции в пазу перпендикулярен его стенкам и параллелен дну паза), пренебрежении насыщением зубцов. Предполагается, что эффект вытеснения в пазу возникает исключительно из-за гармонического характера протекающего по нему тока частоты скольжения, но не учитывается относительное вращательное движение поля статора и проводника ротора.

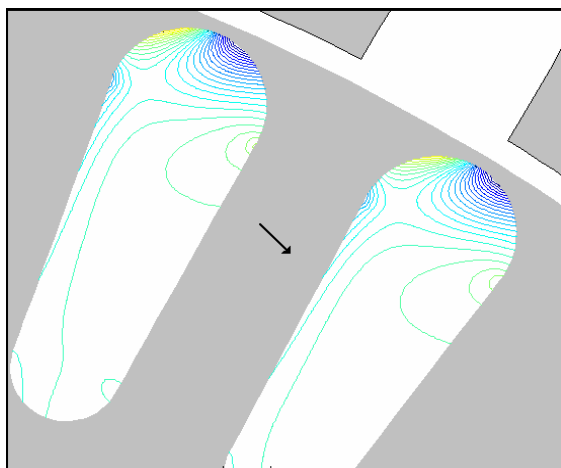


Рис. 1. Распределение плотности токов в пазах ротора

Проведенные исследования с помощью математической модели (1) – (7) позволили установить реальную картину распределения плотности токов в пазах ротора. Уравнение (3) совместно с граничными условиями решалось с помощью МКЭ для расчетной области, представляющей полное поперечное сечение рассматриваемого АД. Количество конечных элементов в сетке конечных элементов в расчетной области составляло 36840.

На рис. 1 представлен фрагмент расчетной области, на котором изображены изолинии плотности тока в пазах ротора при пуске двигателя.

Результаты расчетов показали, что плотность тока в пазу распределена неравномерно не только по высоте паза, но и по его ширине. Причем на сторонах стержней ротора, на которые "набегает" вращающееся магнитное поле статора, плотность тока имеет большие значения и проникает на большую глубину паза, чем на противоположных сторонах стержней.

На рис. 1 показано направление вращения поля статора относительно ротора. Такой характер распределения вихревых токов в стержнях объясняется тем, что в действительности токи индуцированы не пульсирующим, а вращающимся магнитным полем статора. При этом диффузия электромагнитного поля в электропроводные стержни ротора происходит не только со стороны воздушного зазора, но и со сторо-

ны стенок пазов, к которым магнитный поток проникает через зубцы ротора, выполненные из шихтованного железа.

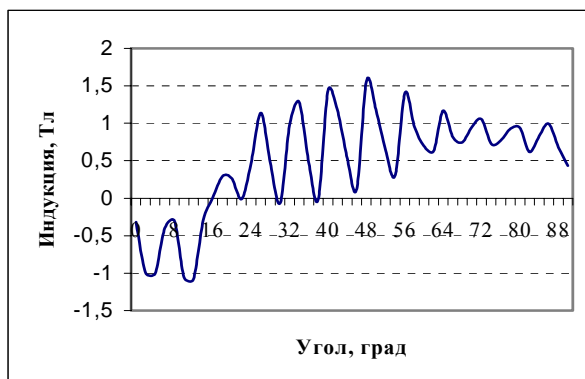


Рис. 2. Нормальная составляющая магнитной индукции в воздушном зазоре

В начальные мгновения пуска максимальная плотность токов в верхней части стержней достигает значения 38 A/mm^2 .

На рис. 2, рис. 3 и рис.4 представлены графики зависимостей нормальной и тангенциальной составляющих магнитной индукции $B_n(\gamma)$ и $B_\tau(\gamma)$ в воздушном зазоре АД, а также линейной плотности электромагнитного момента в пределах одного полюсного деления, которое для рассматриваемого 4 – полюсного АД занимает 90° .

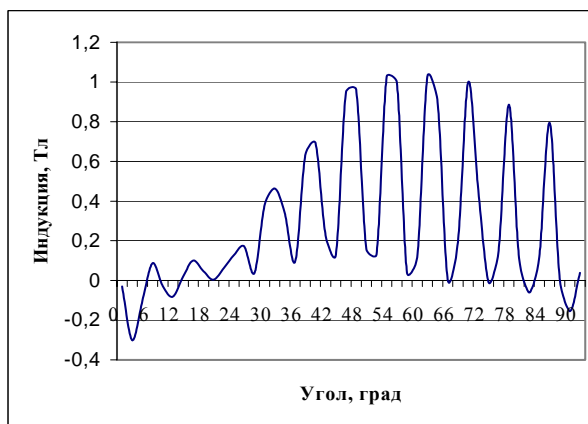


Рис. 3. Тангенциальная составляющая магнитной индукции в воздушном зазоре

Кривые на Рис. 2 – Рис. 4 соответствуют режиму пуска двигателя. Расчет выполнен при заданном скольжении $s=1$, что соответствует вращению ротора относительно поля статора с частотой ω_1 .

Из представленных графиков следует резко неоднородный характер изменения рассматриваемых величин вдоль полюсного деления. Амплитуды зубцовых гармоник ярко выражены в кривых индукции, что объясняется не только значительным открытием пазов статора (ширина прямоугольного паза статора равна 7,8 мм, а величина зазора - 1,2 мм), но и глубоким (до 2,5...2,7 Тл) насыщением перекрытий (коронки) закрытых пазов ротора в начале пуска АД.

Фазовые сдвиги представленных кривых составляющих индукции и момента объясняются взаимным пространственным положением при пуске амплитуд плотностей токов в пазах статора и ротора.

Интегральное значение пускового момента, создаваемого всеми полюсами рассматриваемого двигателя, активная мощность которого в номинальном режиме равна 200 кВт при его активной длине 0,6 м, составляет 3790 Н·м.

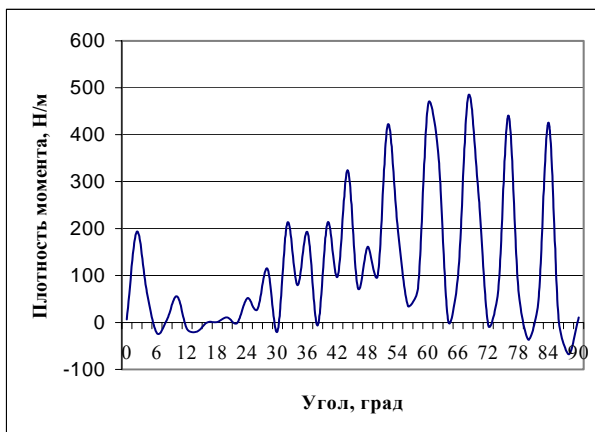


Рис.4. Линейная плотность электромагнитного момента вдоль длины полюсного деления

Разработанная полевая методика расчета момента позволяет оценить эффективность технических решений, направленных на повышение пускового момента АД, например, путем создания анизотропии электропроводности стержней ротора вдоль высоты паза [2]. В частности, одним из эффективных технических решений является создание в верхней части паза пускового слоя с меньшей электропроводностью и высотой 15-20% от полной высоты стержня.

После расчета поля активное эквивалентное сопротивление стержня определяется по выражению

$$r_c = \frac{Q_c}{I_c^2} = l_\delta \int_S (j^2 / \gamma) ds / \left(\int_S j ds \right)^2$$

где $I_c = \int_S j ds$ - полный ток, $Q_c = l_\delta \int_S (j^2 / \gamma) ds$ - мощность джоулевых потерь в стержне.

Были выполнены исследования величины джоулевых потерь и активного сопротивления в зависимости от коэффициента отношения электропроводности верхнего и нижнего слоев $k_S = \gamma_B / \gamma_H$. Величина этого коэффициента варьировалась в диапазоне значений от 0 до 1. На Рис. 5 представлены зависимости пускового момента M_n и эквивалентного сопротивления стержня r_c в зависимости от коэффициента электропроводности слоев k_S при высоте пускового слоя 18,5% от высоты паза.

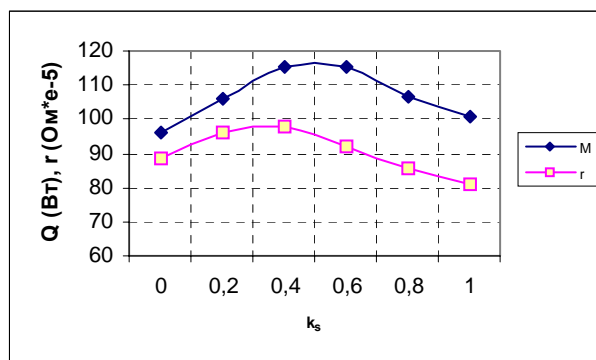


Рис. 5. Расчетные зависимости $M_n(k_S)$ и $r_c(k_S)$

Таким образом, существует оптимальное значение коэффициента $k_S = 0,4 \dots 0,5$, при котором пусковой момент существенно увеличивается.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная математическая модель, основанная на непосредственном численном решении уравнения электромагнитного поля для всей области АД, позволяет получить уточненные значения электромагнитного момента и механической характеристики двигателя. При этом строго учитывается сложный характер распределения индуцированных токов в сечении стержней ротора, в том числе и неравномерность распределения токов по ширине паза, возникающая в результате вращательного движения поля статора относительно ротора.

Средствами математического моделирования на базе разработанной математической модели рассчитаны уточненные значения пускового момента АД, исследовано влияние характеристик пускового слоя на величину пускового момента.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васильковский Ю.М. Математичне моделювання електромеханічних перетворювачів енергії – Київ, НТУУ “КПІ”.-2003. – 164с.
- [2] Дудник М.З., Чувашев В.А., Броди В.Я. Особенности электромеханического расчета АД с пусковым слоем в стержнях обмотки ротора// Вестник НТУ “ХПИ”, Харьков, вып.17, 2001, с.51 – 55.
- [3] Ламмеранер Й., Таффль М. Вихревые токи – М.-Л., Энергия, 1967, 208с.
- [4] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров – электриков - М.: Мир 1986. – 230с.
- [5] Тамм И.Е. Основы теории электричества – М.: Наука, 1976.- 616с.
- [6] Чувашев В.А., Броди В.Я., Чуванков В.Ю. Асинхронные двигатели с медной литой клеткой ротора // Уголь Украины, 1998, №7, с.20—22.
- [7] Field F.B., AIEE, 1905, p.659.

Поступила 05.10.2004

ПОСЛЕРЕМОНТНАЯ ОЦЕНКА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ КОРОТКОЗАМКНУТЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Полковниченко Д.В., к.т.н.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра "Электрические системы"

тел. (0622) 92-03-07, E-mail: dima_p@elf.dgtu.donetsk.ua

Проведено дослідження можливостей післяремонтної оцінки технічного стану короткозамкнених асинхронних електродвигунів. Запропоновано використовувати комплексний критерій справності, який визначається на основі контролю несиметрії фазних струмів статора і кута нахилу механічної характеристики електродвигуна в області робочих ковзань. Наведено результати математичного моделювання і експериментальних досліджень.

Проведены исследования возможностей послеремонтной оценки технического состояния короткозамкнутых асинхронных электродвигателей. Предложено использовать комплексный критерий исправности, определяемый на основании контроля несимметрии фазных токов статора и угла наклона механической характеристики электродвигателя в области рабочих скольжений. Приведены результаты математического моделирования и экспериментальных исследований.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Короткозамкнутые асинхронные электродвигатели (АД) - самые распространенные приводы современных технологических машин. Однако оптимальному использованию таких электродвигателей препятствует их высокая повреждаемость (ежегодно повреждаются 20-25 % от общего количества установленных электродвигателей). В зависимости от вида и степени повреждения ремонт электродвигателя осуществляется либо собственными силами (в пределах предприятия, эксплуатирующего электродвигатель), либо специализированными организациями (электроремонтными заводами или цехами). При этом для большинства электродвигателей после ремонта с разборкой и заменой деталей надежность работы часто снижается. Тяжело также выявить во время ремонта скрытые дефекты, такие, например, как дефекты стержней короткозамкнутого ротора или нарушение изоляции обмотки статора, что приводит к витковым замыканиям. В связи с этим разработка и совершенствование методов послеремонтной оценки технического состояния электродвигателей, проверки их работоспособности и соответствия нормативным требованиям основных параметров является актуальной задачей.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ

В работах [1, 2] оценка послеремонтной работоспособности электродвигателей проводится путем определения их рабочих параметров (индуктивных и активных сопротивлений, потерь в стали, симметрии конструкции и т.д.).

Обнаружение поврежденных стержней ротора в асинхронной машине с короткозамкнутой клеткой ротора рассматривается в работе [3]. Представляемый Венский метод мониторинга основан на двух подходах к моделированию. В случае идеально симметричной машины обе модели дадут одинаковые результаты расчета параметров состояния машины. Если ротор имеет один или более поврежденных стержней, то линейные напряжения и токи будут искажаться.

Несколько методов обнаружения витковых коротких замыканий и дефектов стержней ротора АД сравниваются в работе [4]. Делается вывод, что некоторые гармоники электромагнитного момента обна-

руживают их эффективность при установлении рассматриваемого вида повреждения с большой степенью чувствительности, чем гармоники аксиального потока рассеяния.

В работе [5] показано, что спектральные линии при частотах $(1 \pm 2s)f$ тока одной из фаз являются наиболее эффективными сигналами для целей строгого диагностирования разрыва стержней короткозамкнутого ротора АД.

ЗАДАЧА ИССЛЕДОВАНИЙ

Разработка метода послеремонтной диагностики обмоток короткозамкнутых АД, позволяющего оценить их работоспособность после проведенных ремонтных работ, а также определить величину критериев, используемых при диагностировании электродвигателей в рабочих режимах.

ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА

Для выявления возможных методов послеремонтной оценки технического состояния короткозамкнутых АД были проведены экспериментальные исследования с использованием специального стенда, установленного в лаборатории кафедры "Электрические станции" Донецкого национального технического университета. Схема стенда для проведения экспериментальных исследований приведена на рис. 1. Экспериментальный стенд состоит из понижающего трансформатора Т (380/220) В и трехфазного автотрансформатора ТЛА типа АТМН-32-220-75У4, позволяющего регулировать напряжение на обмотках статора опытного АД типа 4А132М6У3. Ротор опытного двигателя модернизирован с целью обеспечения возможности имитации обрывов стержней обмотки. Для этого на вынутом роторе отрезаны и заменены боковые короткозамыкающие кольца, а во всех стержнях с двух сторон выполнены отверстия с резьбой. Выполненная модернизация позволяет на собранном (отключенном от сети) двигателе имитировать обрывы стержней короткозамкнутой обмотки ротора. Для этого с помощью отвертки через отверстия в боковых крышках вывинчиваются болты, соединяющие стержень с короткозамыкающими кольцами.

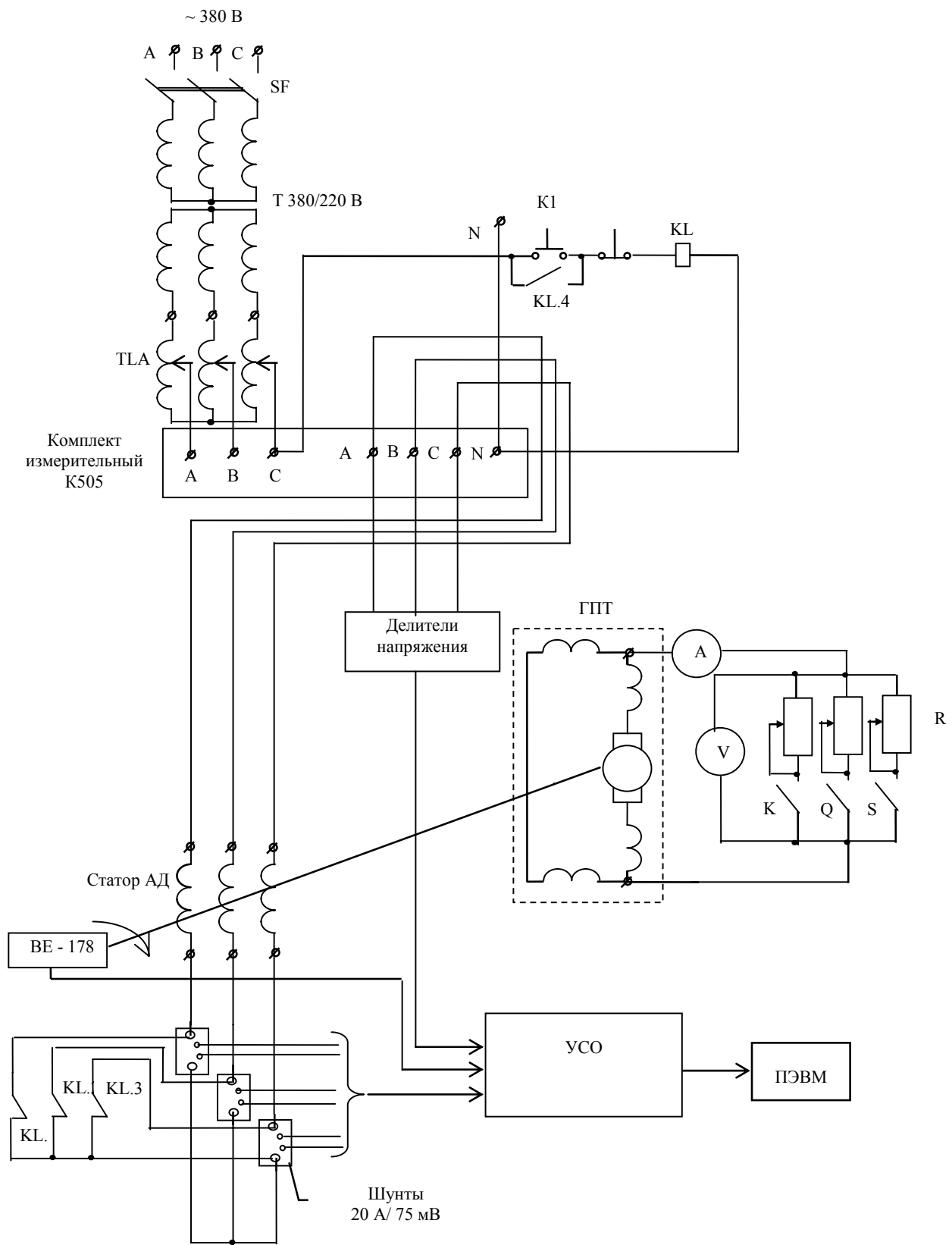


Рис. 1. Схема стенда для проведения экспериментальных исследований

Для создания физической модели механизма и его механического момента сопротивления вал опытного АД через жесткую муфту соединен с валом генератора постоянного тока с самовозбуждением ($U_{ном} = 220$ В, $P_{ном} = 4,2$ кВт, $n_{ном} = 1800$ оборотов/минуту).

Измерения режимных параметров выполнялись с

помощью информационно - измерительного комплекса, состоящего из ПЭВМ и устройства связи ПЭВМ с внешними объектами (УСО). УСО обеспечивает обмен информацией между ПЭВМ и несколькими внешними объектами путем соединения в очередной последовательности шин "Вывод" или "Ввод" с ин-

формационными входами либо выходами внешних устройств. Для устранения влияния помех в информационно-измерительном комплексе установлены фильтры и выполняется гальваническое разделение всех измерительных каналов с помощью оптронов. Так как АЦП рассчитаны на работу в диапазоне входных сигналов $\pm 1,023$ В в схеме установлены шунты (20 А/75 мВ класса точности 0,2) и делители напряжения ($K_{\text{деления}}=1000$). Для защиты АЦП от перенапряжений, возникающих при пуске, шунты зашунтированы нормально замкнутыми контактами промежуточного реле, что позволяет производить запись только установившегося режима. Реле размыкает свои контакты после того, как произошел пуск АД (это позволило повысить точность эксперимента за счет уменьшения масштаба по току).

Для фиксации частоты вращения агрегата двигатель-генератор в установившихся режимах его вал соединен через жесткую муфту с цифровым фотоэлектрическим датчиком типа ВЕ-178 (номинальное число импульсов за один оборот вала - 1024).

Для возможности регулировки нагрузки АД в цепь якоря генератора постоянного тока подключены несколько параллельно соединенных реостатов. Для контроля тока и напряжения в цепь нагрузки подключены амперметр и вольтметр.

На основании анализа результатов экспериментальных исследований предложено для оценки после-ремонтного состояния обмоток статора и ротора короткозамкнутого АД использовать обобщенный параметр – коэффициент его исправного состояния, определяемый как

$$k_{\text{д}} = \frac{c_i k_i + c_p k_p}{c_i + c_p},$$

где c_i, c_p – весовые коэффициенты, равные 1÷3, которые могут быть уточнены на основе опыта эксплуатации электродвигателя; $k_i = \frac{I_1 - I_2}{I_1}$ – коэффициент

несимметрии токов; I_1, I_2 – действующие или амплитудные значения составляющих тока соответственно прямой и обратной последовательностей; k_p – критерий, характеризующий крутизну механической характеристики АД в области рабочих скольжений, определяемый по выражению

$$k_p = \frac{D/s_{\text{д}}}{s/s_{\text{д}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{д}}}{U} \right)^2,$$

где $P_{\text{ном}}, s_{\text{ном}}, U_{\text{ном}}$ – номинальные значения соответственно потребляемой АД активной мощности, скольжения и напряжения статора АД; P, s, U – определяемые по результатам контроля соответственно потребляемая АД активная мощность, скольжение и напряжение статора АД.

Для исправного двигателя $k_{\text{д}}=1$. Отклонение этого параметра в сторону понижения от единицы свидетельствует о наличии дефектов обмоток короткозамкнутого АД.

С использованием математической модели [6] произведен расчет зависимостей критерия $k_{\text{д}}$ от количества оборванных стержней $n_{\text{об.ст.}}$ для АД типа АВ – 8000, имеющего следующие каталожные данные: $P_{\text{ном}} = 8000$ кВт; $U_{\text{ном}} = 6$ кВ; $I_{\text{ном}} = 875$ А; $s_{\text{ном}} = 0,0167$; $n_{\text{ном}} = 2950$ об/мин; $\eta = 0,963$; $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,9$; $K_{\text{пуск}} = 5,8$; $M_{\text{пуск}} = 0,8$; $M_{\text{макс}} = 2$; количество стержней ротора – 38.

По каталожным данным рассчитаны параметры схемы замещения АД: $X_m = 3,9244$ о.е.; $X_{\text{ос}} = 0,0575$ о.е.; $R_{r1} = 0,017$ о.е.; $R_{r2} = 0,1198$ о.е.; $X_{\text{ор1}} = 0,1786$ о.е.; $X_{\text{ор2}} = 0,3133$ о.е.

Результаты расчетов приведены в табл.1

Таблица 1

$n_{\text{об.ст.}}, \text{шт.}$	k_i , о.е.	k_p , о.е.	$k_{\text{д}}$, о.е.
0	1	1	1
№ 1 - неполный обрыв	0,983	0,976	0,979
№ 1 - полный обрыв	0,975	0,959	0,967
№ 1,2 – неполный обрыв	0,966	0,941	0,954
№ 1,19 – полный обрыв	0,959	0,931	0,945
№ 1,2 – полный обрыв	0,956	0,918	0,937
№ 1,2,3 – неполный обрыв	0,949	0,906	0,927
№ 1,13,26 – полный обрыв	0,944	0,899	0,922
№ 1,2,3 – полный обрыв	0,938	0,887	0,913

Как видно из данных, приведенных в табл. 1, величина диагностических параметров зависит как от количества оборванных стержней короткозамкнутого ротора АД, так и от их места расположения и степени повреждения стержней. Наибольшая величина несимметрии имеет место при обрыве соседних стержней, а наименьшая – при неполном обрыве стержней, что соответствует нарушению паяных и сварных соединений в роторе.

Для исследования зависимости предложенного критерия исправности при наличии витковых замыканий в обмотке статора АД использована методика, приведенная в работе [7]. Методика основана на определении собственных и взаимных индуктивностей контуров обмотки статора. Это связано с тем, что при замыкании небольшого числа витков обе части обмотки статора расположены в одних и тех же пазах, поэтому их взаимоиндукция велика. Индуктивность замкнутых витков мала, и при относительно небольшом токе в остальной части обмотки ток в поврежденных витках может достигать больших значений.

На основании результатов математического моделирования установившихся режимов работы короткозамкнутых АД разных типов получены обобщенные зависимости комплексного критерия исправности $k_{\text{д}}$ от степени развития дефектов (рис.2-3). Обобщенная зависимость $k_{\text{д}}$ от количества замкнувшихся витков обмотки статора (рис.3) получена путем усреднения для АД следующих серий и типов: ДАЗО2 16-го и 18-го габаритов, ДАЗО4, АТД2, АТД4, А и АЗ 12-го и 13-го габаритов, АВ и АВК и справедлива на начальной стадии развития виткового замыкания.

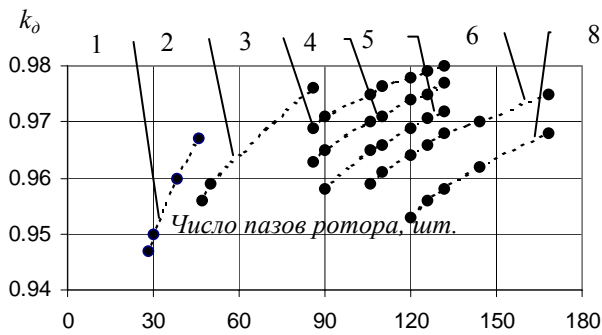


Рис. 2. Обобщенные зависимости критерия исправности k_d при обрыве одного стержня от числа пазов ротора для АД с различным числом пар полюсов p

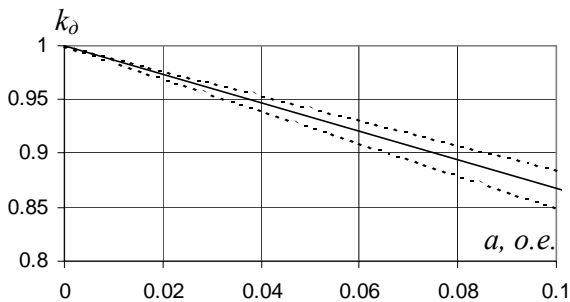


Рис. 3. Обобщенная зависимость критерия исправности k_d от количества замкнувшихся витков обмотки статора АД a , а также диапазон ее отклонения (пунктирные линии)

Величину критерия исправности в диапазоне "исправный двигатель" ($k_d=1$) и "поврежденный двигатель" ($0,98 < k_d < 1$) можно считать конструктивной несимметрией и использовать при диагностировании данного электродвигателя в эксплуатационных режимах для повышения достоверности постановки диагноза.

Одной из общих проблем асинхронных машин является эксцентриситет. В работах [8, 9] показано, что при увеличении уровня динамического и статического эксцентриситета, увеличиваются средние значения собственных индуктивностей. Это приводит к изменению коэффициента мощности электродвигателя. Так для исправного двигателя на холостом ходу коэффициент мощности имеет величину 0,263, а при наличии статического эксцентриситета (примерно 70 %) – 0,493 [8]. Этот факт позволяет на основании контроля коэффициента мощности контролировать послеремонтное состояние механической части электродвигателя.

ВЫВОДЫ

Предложено для послеремонтной оценки технического состояния короткозамкнутых асинхронных электродвигателей использовать комплексный критерий исправности, определяемый на основании контроля несимметрии фазных токов статора и угла наклона механической характеристики. Эффективность использования этого критерия подтверждается результатами экспериментальных исследований и математического моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бешта А.С., Куваев Ю.В., Желдак Т.А., Макуха Ю.А., Балахонцев А.В. Определение параметров схемы замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором по переходному процессу в обмотке статора. Труды КГПИ "Проблемы создания новых машин и технологий", 1999 г., выпуск 1, с. 112-115.
- [2] Родькин Д.И., Черный А.П. К определению послеремонтной работоспособности асинхронных двигателей. Труды КГПИ "Проблемы создания новых машин и технологий", 2001 г., выпуск 2, с. 40-47.
- [3] C. Kral, F. Pirker, Vienna monitoring method – detection of faulty rotor bars by means of a portable measurement system. International conference on electrical machines (ICEM-2000), Helsinki University of technology, Espoo, Finland, p.873-877.
- [4] C. Delmotte, H. Henaou, G. Ekwe, P. Brochet, G.-A. Capolino, Comparison of two modeling method for induction machine study: application to diagnosis. International conference on electrical machines (ICEM-2002), Old St. Jan Conference Center, Brugge, Belgium, Conference Record.
- [5] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, Towards a correct quantification of induction machines broken bars through input electric signals. International conference on electrical machines (ICEM-2000), Helsinki University of technology, Espoo, Finland, p.781-785.
- [6] Нури Абделбассет. Диагностика короткозамкнутых роторов асинхронных электроприводов электротехнических комплексов: Автореф. дис... канд.техн.наук. Донецк, 1997.
- [7] Ипатов П.М., Домбровский В.В., Цирлин Ю.Л. Витковые замыкания в петлевых обмотках асинхронных машин // Вестник электропромышленности. – 1962. - № 7. – С. 36-43.
- [8] H. Meshgin, J. Milimonfared. Effects of air-gap eccentricity on the power factor of squirrel cage induction machines. International conference on electrical machines (ICEM-2002), Old St. Jan Conference Center, Brugge, Belgium, Conference Record.
- [9] Рогозин Г.Г., Мироненко И.А. Влияние неравномерности воздушного зазора на электромагнитные параметры и переходные процессы ротора при отключении асинхронных двигателей // Сборник научных трудов ДонГТУ. Серия: электротехника и энергетика, выпуск 17. – Донецк: ДонГТУ. – 2000. – С. 158-164.

Поступила 30.08.2004

ДИНАМИЧЕСКАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ВСТРОЕННОЙ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Стройников В.Г.

Донбасский государственный технический университет

Украина, 94204, Луганской обл., Алчевск, пр. Ленина 16, ДонГТУ, кафедра "Электрические машины и аппараты"
тел. (06442) 2-05-64, факс (06442) 2-68-87, E-mail: info@dgmi.edu.ua

Методика визначення динамічної похибки вмонтованого температурного захисту, що базується на експериментальних даних теплових випробувань електродвигуна із застосуванням математичної моделі.

Методика определения динамической погрешности встроенной температурной защиты, основанная на экспериментальных данных тепловых испытаний электродвигателя с использованием математической модели.

Встроенные температурные защиты с использованием термодатчиков-позисторов получили широкое применение в сфере эксплуатации электродвигателей (ЭД) переменного тока, ввиду большей надежности и точности контроля температуры нагрева ЭД по сравнению с существующими.

Позисторы представляют собой полупроводниковые преобразователи температуры (ППТ) с положительным температурным коэффициентом изменения электрического сопротивления, имеют определенное значение температуры срабатывания, которое изменить нельзя, и встраиваются, как правило, в лобовые части обмотки статора (ЭД).

Однако, несмотря на явные преимущества позисторов в сравнении с другими термодатчиками: небольшие размеры и время реагирования, высокую термочувствительность, калиброванную температуру срабатывания и др.; эффективная температурная защита ЭД обеспечивается лишь при незначительных скоростях роста температуры нагрева обмоток ЭД. При более высоких скоростях роста температуры нагрева обмоток ЭД, зависящих от величины перегрузки ЭД, позисторная защита срабатывает с запаздыванием, которое можно квалифицировать как динамическую погрешность Δv_d встроенной температурной защиты, или как разность температур в момент срабатывания защиты между температурой изоляции обмотки ЭД и классификационной температурой срабатывания термодатчика-позистора. Незапланированный перегрев изоляции обмоток до срабатывания термодатчика-позистора отрицательно сказывается на сроке службы ЭД.

На фоне множества публикаций по разработке и применению позисторных защит лишь ограниченное их число посвящено вопросам динамической погрешности, например [1, 2, 3]. В них упоминаются или рассматриваются общие вопросы динамической погрешности встроенной защиты без учета особенности защищаемого ЭД. Поэтому разработка методики определения величины динамической погрешности встроенной температурной защиты для конкретной категории ЭД, уточнение факторов, от которых она зависит, является актуальной задачей.

Целью данной работы является определение динамической погрешности встроенной температурной (позисторной) защиты ЭД экспериментально-расчетным методом с использованием математической модели.

Введем физическую модель измерения температуры поверхности лобовой части статорной обмотки ЭД на примере ЭД 2ЭДКОФ 250М4 с жесткими секциями для определения динамической погрешности узла ППТ (рис. 1) при следующих допущениях [4]:

1. Распределение температуры по объему ППТ равномерное, так что температура во всех точках его объема в момент времени t есть $V_y(t)$.

2. Теплообмен ППТ с телом (обмоткой ЭД), имеющим температуру $V_t(t)$, и средой (охлаждающим воздухом) с температурой $V_c(t)$ может происходить теплопроводностью, конвекцией и излучением, однако коэффициент теплопроводности k_t между ППТ и телом остается неизменным в процессе измерений.

3. Внутри ППТ действует источник теплоты с мощностью тепловыделения $W_n(t)$.

4. Теплоемкость среды и тела, окружающих ППТ, настолько велики, что теплота выделяемая от ППТ в среду или тело, не влияет на изменение их температуры.

Исходное дифференциальное уравнение теплообмена ППТ для приведенной физической модели может быть записано в следующем виде:

$$C_y \cdot \frac{dV_y(t)}{dt} + \alpha \cdot S_c \cdot [v_y(t) - v_c(t)] + k_d \cdot S_d \cdot [v_y(t) - v_t(t)] = W_1(t) \quad (1)$$

где C_y – полная теплоемкость ППТ, Дж/°C; α – коэффициент теплоотдачи в окружающую среду, Вт/(м²°C); k_t – коэффициент теплопроводности между телом обмотки ЭД (лобовой частью) и ППТ, Вт/(м²°C); S_c – возможная площадь поверхности теплообмена узла термодатчика с окружающей средой, м²; S_t – возможная площадь поверхности соприкосновения ППТ с телом обмотки ЭД, м².

Общая формула решения уравнения (1) относительно v_y имеет вид:

$$v_y = e^{-\frac{t}{\varepsilon_{oi}}} \left[\int e^{\frac{t}{\varepsilon_{oi}}} (\lambda_1 \cdot v_n + \lambda_2 \cdot v_0 + \lambda_3) \cdot dt + C \right] \quad (2)$$

где $\varepsilon_{oi} = \frac{\tilde{N}_y}{\alpha \cdot S_c + k_d \cdot S_d}$ – постоянная времени узла тер-

модатчика; $\lambda_1 = \frac{\alpha \cdot S_c}{C_y}$; $\lambda_2 = \frac{k_d \cdot S_d}{C_y}$; $\lambda_3 = \frac{W_1}{C_y}$; C –

постоянная интегрирования.

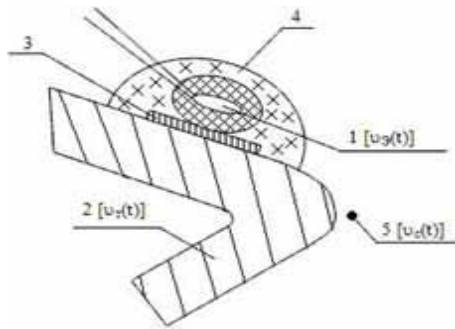


Рис. 1. Физическая модель изменения температуры поверхности лобовой части статорной обмотки ЭД: 1 – термочувствительный элемент ППТ; 2 – фрагмент поверхности лобовой части статорной обмотки ЭД; 3 – контактный зазор, заполненный клеящим компаундом; 4 – оболочка для ППТ из эпоксидного компаунда; 5 – окружающая среда; $V_r(t)$, $V_3(t)$, $V_c(t)$ – соответственно температуры нагрева тела (поверхности лобовой части секции статорной обмотки ЭД); термочувствительного элемента (ППТ - позистора); окружающей среды (охлаждающего воздуха внутри ЭД).

В дальнейшем уравнение (2) используется для определения $v_3(t)$ как при экспоненциальном, так и при линейном законах изменения $v_r(t)$.

При экспоненциальном законе изменения температуры нагрева обмотки ЭД были приняты следующие законы изменения $v_r(t)$ и $v_c(t)$:

$$v_{\delta}(t) = \left[v_{\delta.i.} + \left(1 - 0,74 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} - 0,26 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \tau_{\delta \text{н} \delta . \delta} \right], \quad (3)$$

$$v_c(t) = \left[v_{\text{н.и.}} + \left(1 - e^{-\frac{t}{T_c}} \right) \cdot v_{\delta \text{н} \delta . \text{н}} \right]. \quad (4)$$

Уравнения (3) и (4) были получены в результате обработки экспериментальных данных тепловых испытаний электродвигателя 2ЭДКОФ 250 М4 с классом нагревостойкости изоляции Н в лаборатории электрических машин ОАО "Первомайский электро-механический завод им. К. Маркса" (г. Первомайск), при этом уравнение (3) характеризует закон изменения $v_r(t)$ в зоне расположения ППТ на лобовой части статорной обмотки ЭД, а уравнение (4) – закон изменения температуры охлаждающего воздуха (среды) вблизи этой же зоны.

Постоянная интегрирования C определялась из начальных условий: $v_3(0) = v_{3.н}$. В результате решения уравнения (2) при экспоненциальном законе изменения $v_r(t)$ получаем:

$$v_{\dot{y}}(t) = \left[v_{\dot{y}.i.} \cdot e^{-\frac{t}{\epsilon_{\delta i}}} + k \left(e^{-\frac{t}{T_c}} - e^{-\frac{t}{\epsilon_{\delta i}}} \right) + M \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{\epsilon_{\delta i}}} \right) \right] + L \left(e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{\epsilon_{\delta i}}} \right) + N \left(1 - e^{-\frac{t}{\epsilon_{\delta i}}} \right)$$

где $k = \frac{\alpha \cdot S_c \cdot (v_{\text{н.и.}} - v_{\delta \text{н} \delta . \text{н}})}{C_{\dot{y}} \left(\frac{1}{\epsilon_{\delta i}} - \frac{1}{\delta_{\text{н}}} \right)}$;

$$M = \frac{0,74 \cdot k_{\delta} \cdot S_{\delta} \cdot \tau_{\delta \text{н} \delta . \delta}}{C_{\dot{y}} \left(\frac{1}{\delta_1} - \frac{1}{\epsilon_{\delta i}} \right)}; \quad L = \frac{0,26 \cdot k_{\delta} \cdot S_{\delta} \cdot \tau_{\delta \text{н} \delta . \delta}}{C_{\dot{y}} \left(\frac{1}{\delta_2} - \frac{1}{\epsilon_{\delta i}} \right)};$$

$$N = \frac{\alpha \cdot S_c \cdot v_{\delta \text{н} \delta . \text{н}} + k_{\delta} \cdot S_{\delta} \cdot \tau_{\delta \text{н} \delta . \delta} + W_{\text{I}}}{C_{\dot{y}} \cdot \epsilon_{\delta i}}.$$

Апробация уравнения (5) с целью определения динамической погрешности $\Delta v_{\text{д}}$ производилась для длительного режима работы ЭД при номинальной нагрузке с учетом экспериментальных данных, полученных при тепловых испытаниях электродвигателя 2ЭДКОФ 250 М4. Тепловые испытания указанного ЭД производились с "холодного" состояния при $v_{\text{с.н.}} = 13,9^{\circ}\text{C}$. В лобовой части статорной обмотки ЭД были встроены три термодатчика-позистора типа СТ 14-2-160 с классификационной температурой срабатывания 160°C , относительно которой в дальнейшем определялась динамическая погрешность срабатывания температурной защиты $\Delta v_{\text{д}}$. Экспериментальная кривая нагрева характерного участка обмотки ЭД, со встроенным на нем термодатчиком-позистором, заменялась эмпирическим уравнением (3), полученным по методу Г.М. Кондратьева [5].

Для дальнейших расчетов экспериментально-расчетным путем были установлены значения:

$$\begin{aligned} v_{\text{т.н.}} = v_{\text{с.н.}} &= 13,9^{\circ}\text{C}; & T_1 &= 4500 \text{ с} \\ v_{\text{уст.т.}} &= 156,1^{\circ}\text{C}; & T_2 &= 2577 \text{ с} \\ \tau_{\text{уст.т.}} &= 14,2^{\circ}\text{C}; & T_c &= 3900 \text{ с} \\ v_{\text{уст.с.}} &= 126,3^{\circ}\text{C}; & S_c &= 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; \\ \alpha &= 18,9 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}); & S_c &= 1,4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; \\ k_{\text{т.}} &= 27,6 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}); & W_{\text{п}} &= I_{\text{п}}^2 \cdot R_{\text{п}} = 0,059 \text{ Вт} \\ C_3 &= 0,148 \text{ Дж}/^{\circ}\text{C}; & & \end{aligned}$$

Расчет постоянной времени узла термодатчика $\epsilon_{\text{тн}}$ производился с учетом критерия Ψ_1 введенного Г.М. Кондратьевым, являющимся численной характеристикой того, насколько неравномерно распределение температуры в узле термодатчика:

$$\epsilon_{\delta i} = \frac{C_{\dot{y}}}{(\alpha \cdot S_c + k_{\delta} \cdot S_{\delta}) \cdot \Psi_1}, \quad (6)$$

Если распределение температуры в системе приближается к равномерному, то $\Psi_1 \rightarrow 1$. В случае интенсификации процесса теплообмена $\Psi_1 \rightarrow 0$.

Для длительного режима работы ЭД с "холодного" состояния при номинальной нагрузке расчетное значение критерия $\Psi_1 = 0,9243$. Расчетные значения $v_r(t)$ и $v_3(t)$ для длительного режима работы ЭД с "холодного" состояния при номинальной нагрузке ($n = 1$, где n – коэффициент перегрузки по току) приведены в табл. 1. Расчет $v_r(t)$ и $v_3(t)$ для режимов перегрузки ЭД при $n = 1,2$; $n = 1,5$; $n = 2$; $n = 3$; $n = 4$ производились аналогично по формулам (3) и (5) с "холодного" состояния ЭД, как худшего случая с точки зрения точности срабатывания встроенной температурной защиты, а динамическая погрешность $\Delta v_{\text{д}}$ исчислялась в момент времени t , когда $v_3(t) = 160^{\circ}\text{C}$.

Расчетные значения $v_T(t)$ и $v_3(t)$ при $n = 1$, $v_{T,H}(t) = v_{3,H}(t) = v_{c,H}(t) = 13,9^\circ\text{C}$, $W_n = 0,059$ Вт

t, c	600	1800	3600	4800	7200	10800	14400	18000	21600
$v_T, ^\circ\text{C}$	34,71	67,17	99,67	114,14	132,59	145,99	151,67	154,1	155,22
$v_3, ^\circ\text{C}$	39,54	69,89	100,73	114,28	132,23	144,87	150,03	152,15	153,04

*) Для справки приведем паспортные данные электродвигателя 2 ЭДКОФ 250 М4: $U_n = 660$ В; $I_n = 60,5$ А; $P_n = 55$ кВт; $\cos\varphi = 0,86$; $\eta = 90,46$.

При расчетах учитывалось изменение ранее приведенных параметров в связи с интенсификацией процессов нагрева ЭД при перегрузках, рассматривая их как общую зависимость от n – коэффициента перегрузки по току. Учитывалось изменение: $\alpha = f(n)$; $T_1 = f(n)$; $\Psi_1 = f(n)$; $\varepsilon_{TH} = f(n)$; $v_{уст.г} = f(n)$; $v_{уст.с} = f(n)$.

Значение температуры $v_{уст.г}(n)$ определялось по формуле [6]:

$$v_{\text{обд.г}}(n) = \tau_{\text{обд.г}} \cdot n^2 + v_{\text{д.г}}, \quad (7)$$

Значение температуры $v_{уст.с}(n)$ определялось по аналогичной формуле:

$$v_{\text{обд.с}}(n) = \tau_{\text{обд.с}} \cdot n^m + v_{\text{д.с}}, \quad (8)$$

где $m = f(n)$ – коэффициент, учитывающий инерционные свойства охлаждающей среды.

Значения $\alpha = f(n)$; $T_1 = f(n)$; $\Psi_1 = f(n)$; $\varepsilon_{TH} = f(n)$ и $m = f(n)$ приводятся ниже в виде графиков на рис. 2, рис. 3 и рис. 4.

В качестве примера в табл. 2 приводятся расчетные значения $v_T(t)$ и $v_3(t)$ для перегрузки с $n = 1,2$.

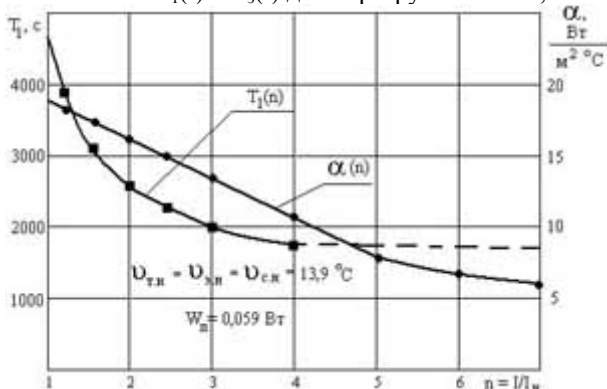


Рис. 2 – Зависимость постоянной времени переходного процесса T_1 и коэффициента теплоотдачи в окружающую среду α от кратности тока перегрузки ЭД

Таблица 2

Расчетные значения $v_T(t)$ и $v_3(t)$ при $n = 1,2$, $v_{T,H}(t) = v_{3,H}(t) = v_{c,H}(t) = 13,9^\circ\text{C}$, $W_n = 0,059$ Вт

t, c	600	1800	3600	4800	7200	10800
$v_T, ^\circ\text{C}$	46,31	96,11	144,59	165,45	190,92	208,02
$v_3, ^\circ\text{C}$	48,27	94,83	140,35	160,05	185,76	203,29

*) Для справки: $\Delta v_d = 5,4^\circ\text{C}$.

Из-за ограниченности объема статьи для последующих кратностей тока $n = 1,5$; $n = 2$; $n = 3$; $n = 4$ приводится лишь зависимость $\Delta v_d = f(n)$ на рис. 4.

При значительных перегрузках ЭД по току, включая режим КЗ, изменение $v_T(t)$ подчиняется линейному закону:

$$v_{\text{д}}(t) = v_{\text{д.г}} + b \cdot t_{\text{г}}, \quad (9)$$

где b – скорость роста температуры обмотки, $^\circ\text{C}/\text{c}$.

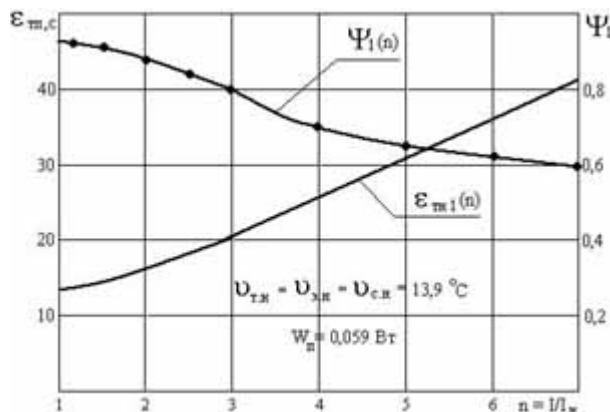


Рис. 3 – Зависимость критерия Ψ_1 и постоянной времени узла термодатчика ε_{m1} от кратности тока перегрузки ЭД.

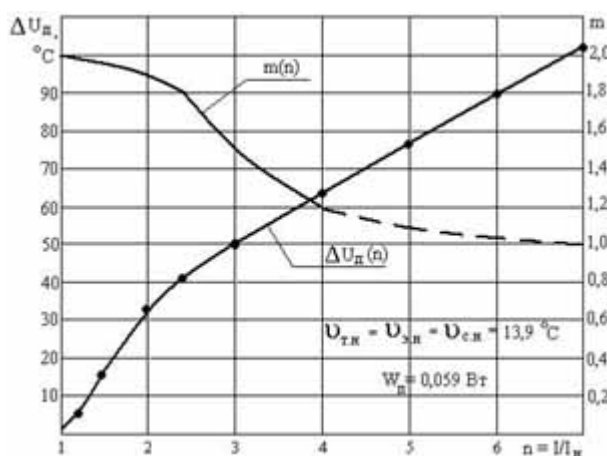


Рис. 4 – Зависимость коэффициента m и динамической погрешности Δv_d от кратности тока перегрузки ЭД.

Таблица 3

Расчетные значения $v_T(t)$ и $v_3(t)$ при $n = 5$. $v_{T,H}(t) = v_{3,H}(t) = v_{c,H}(t) = 13,9^\circ\text{C}$; $b = 2,044^\circ\text{C}/\text{c}$; $k = 1,18$; $W_n = 0,059$ Вт

t, c	10	20	50	80	100	150	190
$v_T, ^\circ\text{C}$	34,34	54,78	116,1	177,42	218,3	320,5	402,26
$v_3, ^\circ\text{C}$	21,56	31,07	71,13	117,25	149,56	232,21	299,2

*) Для справки: $\Delta v_d = 76^\circ\text{C}$.

Принимая, что при указанных условиях $v_c = v_{c,H} = \text{const}$, и подставляя уравнение (9) в общую формулу (2), получаем значение $v_3(t)$ в следующем виде:

$$v_{\text{г}}(t) = \left[v_{\text{д.г}} \cdot e^{-\frac{t}{\varepsilon_{\text{д.г}}}} + \varepsilon_{\text{д.г}} \left\{ \xi \cdot b \cdot t + (x - \xi \cdot \varepsilon_{\text{д.г}}) \cdot b \left(1 - e^{-\frac{t}{\varepsilon_{\text{д.г}}}} \right) \right\} \right], \quad (10)$$

$$\text{где } \xi = \frac{k_{\text{д}} \cdot S_{\text{д}}}{C_{\text{г}}}; \quad x = \frac{\alpha \cdot S_{\text{с}} \cdot v_{\text{н.г}} + k_{\text{д}} \cdot S_{\text{д}} \cdot v_{\text{д.г}} + W_1}{C_{\text{г}}}.$$

Расчеты скорости роста температуры обмотки для кратностей тока перегрузки $n = 5$; $n = 6$; $n = 7$ производились по формуле:

$$b = \frac{j_i^2 \cdot 10^{12}}{\gamma \cdot p \cdot C_i} \cdot \frac{1}{k}, \text{ } ^\circ\text{C/c}, \quad (11)$$

где j_i – плотность тока, А/мм² в обмотке статора ЭД; $\gamma = 54,347 \cdot 10^6$ Ом/м – удельная электрическая проводимость меди; $p = 8,9 \cdot 10^3$ кг/м³ – плотность меди; $C_m = 400$ Дж/(кг °С) – удельная теплоемкость меди; $k > 1$ – коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления обмотки ЭД при нагреве током перегрузки.

*) значение k составляет для: $n = 5 \rightarrow k = 1.18$; $n = 6 \rightarrow k = 1.15$; $n = 7 \rightarrow k = 1.14$.

Расчет плотности тока j_i производился по формуле:

$$j_i = \frac{I_n \cdot n}{S_i}, \text{ А/мм}^2, \quad (12)$$

где $I_n = 60,5$ А – номинальный ток ЭД; n – коэффициент перегрузки по току; $S_m = 2,5 \times 5,6$ мм² – сечение обмоточного провода статорной обмотки (по паспортным данным на 2ЭДКОФ 250 М4).

Расчет значений $v_T(t)$ и $v_s(t)$ при линейном законе изменения температуры обмотки ЭД производился также для "холодного" состояния ЭД. В качестве примера в табл. 3 приведены расчетные значения $v_T(t)$ и $v_s(t)$ для коэффициента перегрузки по току $n = 5$.

Для последующих кратностей тока $n = 6$ и $n = 7$ приводится лишь зависимость $\Delta v_d = f(n)$.

В качестве контрольной точки для проверки методики расчета Δv_d при линейном законе изменения $v_T(t)$ в лаборатории электрических машин ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса" были проведены испытания электродвигателя 2ЭДКОФ 250 М4 в режиме близком к КЗ при пониженном напряжении, кратность тока перегрузки при этом составила: $n = 5,232$. Встроенная температурная защита сработала с динамической погрешностью $\Delta v_d = 83,3$ °С. Расчетное значение $\Delta v_d = 79$ °С при той же перегрузке, что свидетельствует о достаточно высокой степени достоверности разработанной методики определения динамической погрешности Δv_d . Различие в температурах может быть объяснено приборной погрешностью измерения температуры нагрева обмотки ЭД. Как следует из приведенной информации, динамическая погрешность Δv_d зависит от многих факторов, в том числе и от мощности тепловыделения W_n внутри ППТ, на что не обращается должного внимания ни в одной публикации по встроенным температурным защитам. В качестве примера приведем на рис. 5 изменение динамической погрешности Δv_d от мощности тепловыделения в ППТ (позисторе) при $n = 7$ и нагреве ЭД с "холодного" состояния для следующих значений W_n :

1) $I_n = 0,0248$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,059$ Вт.

Примечание: I_n – величина тока, протекающего через позистор; R_n – величина электрического сопротивления одного из позисторов во время тепловых испытаний электродвигателя 2 ЭДКОФ 250 М4;

2) $I_n = 0,03$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,086$ Вт.

3) $I_n = 0,035$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,1176$ Вт.

4) $I_n = 0,040$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,1536$ Вт.

5) $I_n = 0,045$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,1944$ Вт.

6) $I_n = 0,050$ А; $R_n = 96$ Ом $\rightarrow W_n = 0,24$ Вт.

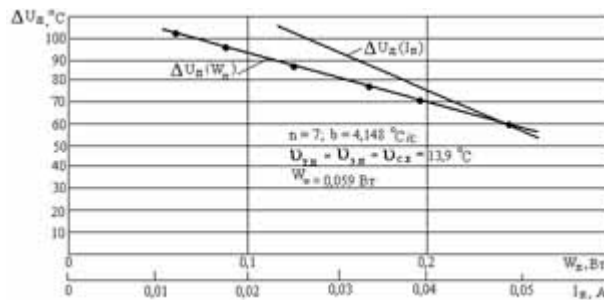


Рис. 5 – Зависимость $\Delta v_d = f(W_n)$ и $\Delta v_d = f(I_n)$ при $n = 7$ и нагреве ЭД с "холодного" состояния

Как видно из приведенной зависимости $\Delta v_d(W_n)$, динамическая погрешность Δv_d уменьшается почти в 2 раза. Это дает возможность использовать электрическую коррекцию для компенсации Δv_d .

ВЫВОД

Разработанная методика определения Δv_d , основанная на экспериментальных данных тепловых испытаний ЭД с использованием математической модели, позволяет достаточно объективно определить величину динамической погрешности, оценить степень влияния на нее различных факторов и принять меры для ее уменьшения при разработке встроенной температурной защиты.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузнецов Р.С., Строганов Н.И. Позисторная защита электродвигателей. "Электротехника", 1980, № 12, с. 26 – 28.
- [2] Сыч И.П. Совершенствование термометрического метода контроля нагрева электрических машин. "Электричество", 1982, № 7, с. 61 – 65.
- [3] Унифицированная серия асинхронных двигателей. Интерэлектро/ В.И. Радин, Й. Лондин, В.Д. Розенкоп и др. Под ред. В.И. Радина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.
- [4] Ярышев Н.А. Теоретические основы измерения нестационарной температуры. – 2-е изд., перераб. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд.-ние, 1990. – 256 с.
- [5] Кондратьев Г.М. Регулярный тепловой режим. – М.: Гостехиздат, 1954. – 408 с.
- [6] Гимоян Г.Г., Лейбов Р.М. Релейная защита подземного электрооборудования и сетей. – М.: Недра, 1970. – 281 с.

Поступила 30.08.2004

КЕРОВАНІЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ НА БАЗІ ВЕНТИЛЬНИХ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ

Ткачук В. І., д.т.н., проф., Біляковський І. Є., к.т.н., доц., Бурштинський М. В.
Національний університет “Львівська політехніка”
Україна, 79013, Львів, вул. Степана Бандери, 12, НУ “ЛП”, кафедра “Електричні машини і апарати”
тел. (0322) 39-81-60, E-mail: tkachuk@polynet.lviv.ua

Запропоновано просте розв’язання задачі обмеження максимального струму в електроприводах транспортних засобів на базі вентильних двигунів з “м’яким” стартом і регулюванням швидкості обертання. Керований електропривод відзначається надійністю і не вимагає істотних змін схеми комутатора

Предложено простое решение задачи ограничения предельного тока в электроприводах транспортных средств на базе вентильных двигателей с “мягким” стартом и регулированием скорости вращения. Управляемый электропривод отличается надежностью и не требует существенных изменений схемы коммутатора электропривода

ВСТУП

Останнім часом позначилась тенденція застосування в електроприводах малопотужних транспортних засобів, зокрема крісел-візків для неповносправних, окрім колекторних двигунів постійного струму, вентильних двигунів [1], що зумовило появу спеціалізованих блоків системи керування такого електроприводу. При комплексному ж вирішенні завдання розробка електромеханічного модуля, блоку керування і перетворення, а також пульта керування є задачею спільною. Однак умови нашого сьогодення змушують у ряді випадків до адаптації вже готової елементної бази для організації блоку керування електроприводу з усіма покладеними на нього функціями і в першу чергу це регулювання швидкості, “м’який старт” та обмеження максимального струму, тобто, фактично, захисту електроприводу від перевантажень.

Очевидно, існує низка технічних розв’язків такої задачі, в тому числі з використанням мікропроцесорної техніки, однак у ряді випадків можна обійтись спрощеною системою керування, побудованою на базі серійних мікросхем. Не слід полишати також осторонь і справу модернізації вже існуючої системи керування, організованої за прийнятною схемою та пошук нетрадиційного підходу до вирішення поставленої задачі.

На відміну від дедалі частіше використовуваних на теренах України електроприводів транспортних засобів малої потужності з автономними джерелами енергії, побудованих на базі, в основному, імпортованих колекторних двигунів постійного струму, на кафедрі електричних машин і апаратів Національного університету “Львівська політехніка” розроблено електропривод на базі вентильних електродвигунів з істотно вищими техніко-економічними показниками.

У структуру електроприводу входять два електромеханічні модулі (ЕММ), блок керування, що складається з двох субблоків: логіки та транзисторних комутаторів (ТК) і пульт керування. Останній має два функціональні органи: керувальний важіль так званий джойстик та орган задання швидкості пересування шляхом регулювання шпаринності імпульсів, оскільки в системі застосовано широтно-імпульсне регулювання (ШІР). Суттєвим недоліком схеми керування була проблема плавного виходу на задану швидкість

руху. Процес повністю передавався в руки користувача, який розпочинав їзду з задання малої швидкості і сам на свій розсуд і чуття здійснював розгін крісла-візка до бажаної швидкості за допомогою повороту ручки резистора – регулятора швидкості. Це створювало дискомфорт, а інколи й проблему.

В цій розробці окремо розв’язано задачу обмеження споживаного струму, тобто захисту від перевантажень, на що спеціально виділено схемний ресурс.

КЕРОВАНІЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД МОТОР-КОЛІС

Проблема широтно-імпульсного регулювання, автоматичного “м’якого старту” та максимального струмового захисту просто і економно вирішується шляхом нетрадиційного застосування спеціальної інтегральної мікросхеми типу К1006ЕУ4 (зарубіжний аналог TL494), розробленої як ШІР-контролер для імпульсних блоків живлення [2].

Структурна схема ШІР-контролера (TL494) фрагментарно подана на рис.1.

Вмонтований генератор пилоподібної напруги вимагає для встановлення частоти лише двох зовнішніх компонентів RT і CT. Частота генератора визначається за формулою: $f=1./RT\cdot CT$.

Регулювання ширини вихідних імпульсів компаратора шпаринності чи компаратора зворотнього зв’язку досягається порівнянням пилоподібної напруги, отриманої на конденсаторі CT, з двома керувальними сигналами, що подаються на виводи 4 чи 3 (рис.3). Лічильний тригер кожен раз фронтом вихідного імпульсу компараторів, поданого на лічильний вхід С, змінює свій стан на інверсний, і, таким чином, виконує роль комутатора, логічна одиниця якого блокує позмінно розділювачі P1 та P2, очевидно, за логічної 1 на виводі 13 (“Вибір режиму”). За логічного 0 на виводі 13 вплив тригера на розділювачі P1 та P2 блокується і стан емітерів вихідних транзисторів Q1 і Q2 є інверсним відображенням імпульсів, що подаються на бази Q1 та Q2 з виходу об’єднувача ОБ. Часова діаграма сигналів, що характеризує роботу схеми, наведена на рис.2. Отже, підвищення амплітуди на виводах 4 чи 3 збільшує шпаринність імпульсів на емітерних виходах Q1 та Q2, інакше, збільшує шпару, зменшуючи ширину вихідних імпульсів.

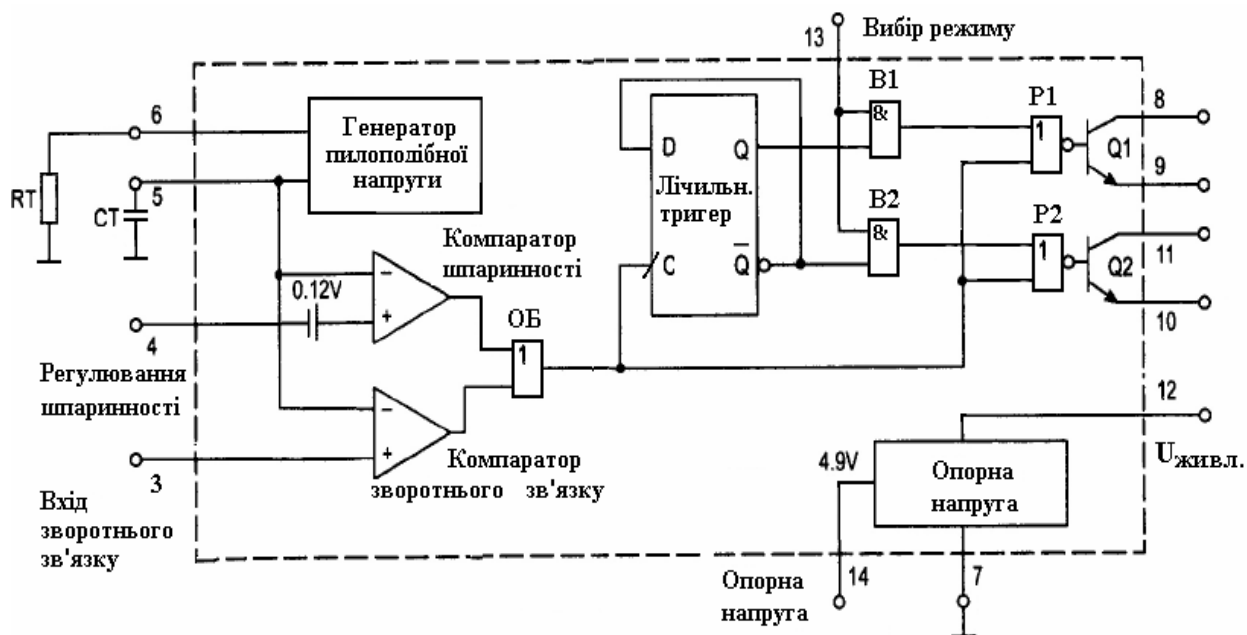


Рис. 1. Структурна схема ШПР-контролера

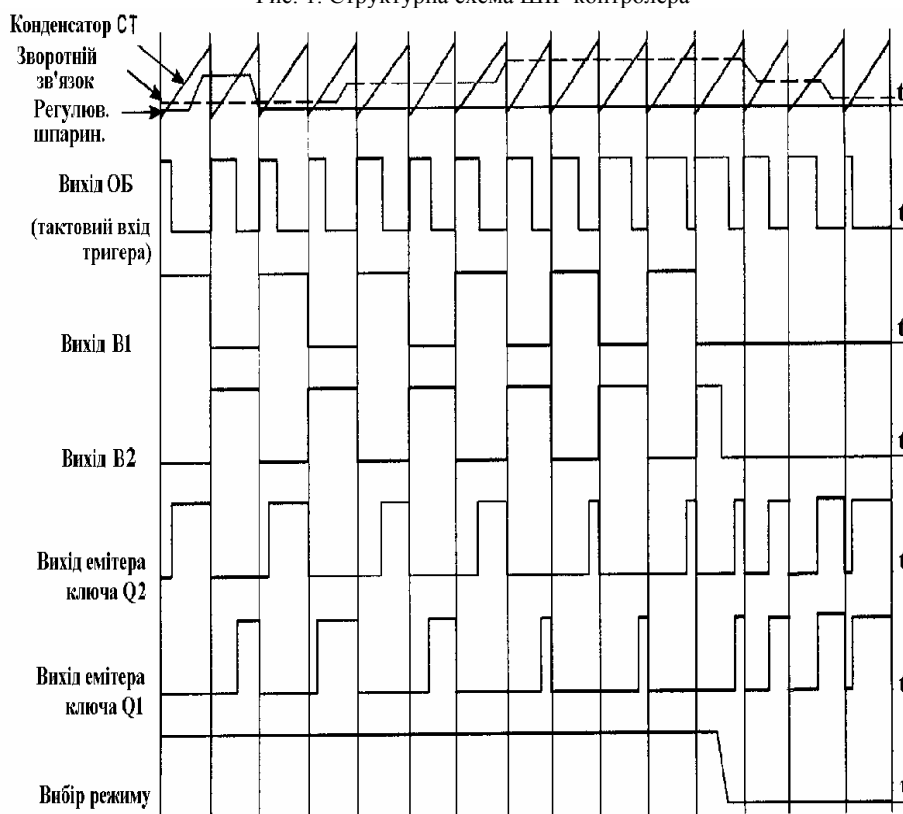


Рис. 2. Часова діаграма сигналів

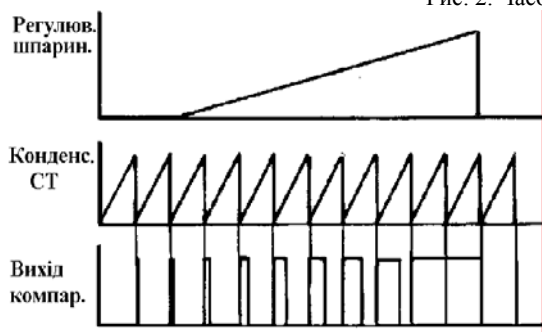


Рис. 3. Регулювання імпульсів компаратора

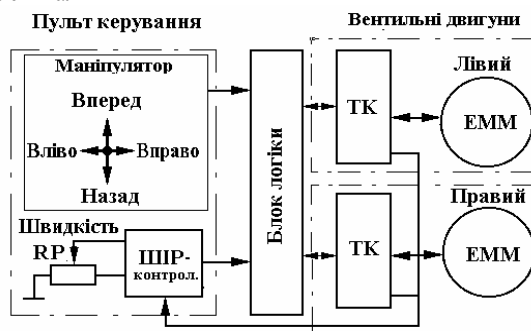


Рис. 4. Принцип керування електроприводом візка

Для обмеження мінімальної шпари на виході при нульових керуючих сигналах вхід компаратора шпаринності має зміщення 0.12 В, що обмежує тривалість шпари до 4% тривалості циклу пилоподібної напруги. В результаті максимальна довжина робочого циклу складає 96%, якщо вивід 13 підведено до спільної точки, і 48% у випадку, якщо на вивід 13 подана опорна напруга.

Для визначення місця наведеної вище мікросхеми у схемі керування крісла-візка розглянемо структуру системи електроприводу останнього (рис.4).

Лівий та правий електромеханічні модулі у сукупності з транзисторними комутаторами дефінуються як вентиляльні двигуни. Блок логіки забезпечує керування комутатором в залежності від ситуації, заданої маніпулятором з пульта керування: рухи “Вперед”, “Назад”, “Вліво” чи “Вправо”, а також положенням ручки задання швидкості руху – резистор RP у колі ШПР-контролера. Названі дії виконуються самим користувачем, а плавний вихід на усталену швидкість, а також захист від перевантажень просто організуються на підставі можливостей ШПР-контролера.

Використовуючи вхід “Регулювання шпаринності” та опорну напругу мікросхеми за допомогою подільника напруги RP задається рівень напруги на виводі 4 і відповідно ширина імпульсу на виходах Q1 та Q2 (рис.5).

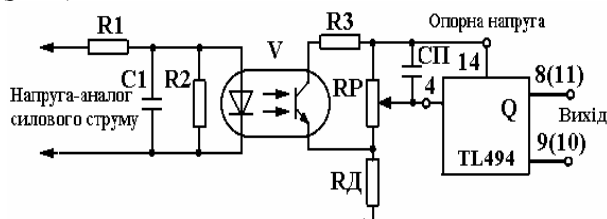


Рис.5. Схема плавного обмеження струму

“Плавний старт” досягається шляхом організації ланки конденсатор-фрагмент опору RP та RD. У стані спокою опорна напруга дорівнює нулю, конденсатор СП розряджений. При заданні маніпулятором команди на рух включається опорна напруга, розпочинається перехідний процес заряду конденсатора СП з його нульового початкового опору і на вивід 4 подається опорна напруга, що відповідає максимальній шпарі на виході (мінімальній швидкості). В ході перехідного процесу напруга на виводі 4 падає до рівня, заданого подільником RP, тривалість імпульсу зростає і крісло-візок поступово виходить на задану швидкість.

Наявність у мікросхемі компаратора зворотнього зв’язку з його відповідним входом (вивід 3) дає очевидну можливість організувати обмеження струму в силовому колі електроприводу крісла-візка. В такому випадку достатньо, щоб тривалість імпульсу компаратора зворотнього зв’язку переважала тривалість імпульсу, задану на виході компаратора шпаринності. Але сказаним способи розв’язку задачі обмеження струму не вичерпуються. Ідея “м’якого старту” шляхом шунтування частини опору і подачі на вхід регулювання шпаринністю вищої ніж задана напруга регулювання може бути використана для “м’якого” обмеження струму в силовому колі. Функціональна схема, яка

реалізує поставлену задачу, подана на рис.5 додатковим колом, побудованим на базі оптрона V.

Коли напруга-аналог силового струму досягне відповідного порогу розпочинається випромінювання діода і коло колектор-емітер транзистора відкривається, шунтуючи регулювальний резистор RP. Це в свою чергу підносить потенціал на виводі 4 і шпара на емітерах вихідних транзисторів Q зростає.

Додаткове обрамування оптрона визначає режим роботи внутрішнього транзистора. В його підсилювальному режимі обмеження силового струму є плавним.

На перший погляд за аналог струму напрошується спад напруги на резисторі у силовому колі. Але за таке очевидне вирішення справи треба платити втратами, а то й потурбуватись про відвід тепла. Тому вдаються до більш економних з позиції втрат способів. Наприклад, можна використати швидкість наростання струму в колі силового транзистора комутатора в період його відкривання.

Зображений на структурній схемі у пульті керування ШПР-контролер в залежності від ситуації може бути віднесений у блок логіки.

ВИСНОВКИ

Запропоноване вирішення задачі струмообмеження разом з “м’яким” стартом, та регулюванням швидкості вентиляльного електроприводу крісла-візка, легко адаптується до конкретних умов застосування (в тому числі, для приводів на базі інших двигунів, зокрема, колекторних), є недорогим, простим технологічно та зручним для налагодження.

Керування електроприводом характеризується простотою, функціональною надійністю і не вимагає суттєвих змін у блоці логіки, тим більше у схемі комутатора електроприводу.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Ткачук. В.І., Біляковський І.Є., Дишовий Р.В., Макаруч О.В. Крісло-візок з електричним приводом // Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Вісник НТУ ХП. Серія “Електротехніка, електроніка і електропривод. Випуск 12. Том 1. Харків: Вид-во НТУ ХП, 2002, с. 230-231.
- [2] [tth://www-s.ti.com/sc/ds/tl494.pdf](http://www-s.ti.com/sc/ds/tl494.pdf).

Надійшла 25.06.2004

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ С МНОГОУРОВНЕВЫМ ФОРМИРОВАНИЕМ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Шавёлкин А. А., к.т.н., доц.
Донецкий национальный технический университет
Украина, 83000, Донецк, ул. Артема 58, ДонНТУ, кафедра "Электротехника"
тел. (062) 304-90-28, E – mail: vladimir@koe.dgtu.donetsk.ua

Представлені результати досліджень різних типів багаторівневих перетворювачів частоти і принципів керування ними. Найбільш придатними для потужних електроприводів середньої напруги є перетворювачі з послідовним з'єднанням низьковольтних інверторів у вихідних фазах. Розглянуті питання зниження комутаційних витрат у ключах схеми і можливість зменшення кількості елементів у силових колах при використанні інверторів з різними напругами джерел живлення.

Представлены результаты исследований различных типов многоуровневых преобразователей частоты и принципов управления ими. Наиболее подходящими для мощных приводов среднего напряжения являются преобразователи с последовательным соединением низковольтных инверторов в выходных фазах. Рассмотрены вопросы снижения коммутационных потерь и возможности уменьшения числа элементов в силовых цепях при использовании инверторов с различными напряжениями источников питания.

В настоящее время преобразователи частоты (ПЧ) с автономным инвертором напряжения (АИН) и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) находят повсеместное применение. В низковольтном асинхронном электроприводе это решение стало уже классическим. Этого нельзя сказать о приводах переменного тока среднего напряжения (3-10кВ), где мощности составляют сотни и тысячи кВт.

В последнее время во всем мире все большее внимание уделяется ПЧ среднего напряжения. Причем вопрос решен однозначно в пользу ПЧ с многоуровневым формированием выходного напряжения. Достоинствами таких ПЧ являются:

- качество выходного напряжения приближается к принятым стандартам, сниженное в отличие от традиционных ШИМ инверторов значение du/dt , что дает возможность применения ПЧ без дополнительных "синусных" фильтров;
- силовые цепи могут быть выполнены на низковольтных полупроводниковых приборах;
- за счет использования на входе многофазных схем выпрямления потребляют от сети практически синусоидальный входной ток;
- как правило, имеют более низкую частоту коммутации, что снижает потери в схеме.

В настоящее время используются в основном две топологии схем [1]: многоуровневый инвертор (МАИН) с несколькими уровнями напряжения источника в звене постоянного тока (НПС) с фиксирующими диодами или конденсаторами и каскадные ПЧ (КПЧ) с последовательным соединением в выходных фазах однофазных мостовых АИН с изолированными источниками постоянного тока. В МАИН напряжение формируется путем подключения фаз нагрузки к разным уровням напряжения источника, число состояний схемы ПЧ достаточно велико, что существенно усложняет систему управления. Поэтому практическое воплощение нашла только схема 9 уровневый МАИН с двумя уровнями напряжения источника. Наиболь-

ший интерес уделяется КПЧ [1-3], когда напряжение формируется путем суммирования напряжений отдельных инверторов в фазах. Они имеют большее в сравнении с МАИН число силовых ключей (k) и изолированных источников в схеме – при N - уровнях выходного напряжения число АИН и, соответственно, источников на фазу $n=(N-1)/2$, $k=4n$.

Схемы и алгоритмы управления многоуровневых преобразователей достаточно сложны в реализации и нуждаются в глубоких исследованиях и проработке.

На современном этапе внедрение энергосберегающих технологий напрямую связано с использованием частотно-регулируемого электропривода. При больших мощностях привод и сам по себе является объектом энергосбережения. Именно поэтому внедрение частотного привода среднего напряжения, как важнейшего элемента системы энергосбережения в настоящее время является, как никогда ранее, актуальной задачей. В этом плане актуален вопрос совершенствования схемы и принципов управления ПЧ с целью улучшения его показателей и привода в целом.

Цель работы: исследование принципов многоуровневого формирования выходного напряжения ПЧ при различных топологиях схем и возможностей их минимизации, а также исследование путей снижения коммутационных потерь в схеме. При этом необходимо решить следующие задачи:

- исследовать возможные принципы управления ключами схемы ПЧ;
- исследовать возможность использования несимметричного принципа при разных соотношениях напряжений в звене постоянного тока.
- исследовать возможные варианты схем силовых цепей, выявить новые.

Немаловажную роль в исследовании таких сложных систем как многоуровневые ПЧ (МПЧ) играет моделирование. Это предполагает создание соответствующих моделей. Для исследований в работе использовалась симуляция схем ПЧ в программных

пакетах MATLAB и EWB. Топология схем МПЧ на настоящий момент базируется на двух основных структурах - рис.1 и рис.2 (для одной фазы). Объективная оценка и сравнение схем МПЧ это достаточно сложный вопрос. Оба типа преобразователей имеют на входе трансформатор и многофазный входной выпрямитель с несколькими уровнями напряжения (на всю мощность привода S) или несколько изолирован-

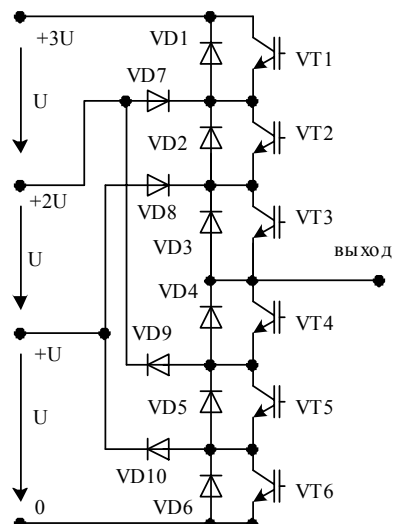


Рис. 1 – схема фазы МАИН

ных выпрямителей (на часть мощности – $S/3n$). При отсутствии тормозных режимов выпрямители неуправляемые на диодах с конденсаторами на выходе. Что касается схемы непосредственно ПЧ, то здесь проявляются существенные отличия по количеству элементов. МАИН при числе уровней в кривой выходного напряжения – 9 (учитываются все уровни, включая 0) имеет два уровня напряжения источника ($n=2$), 4 ключа с обратным диодом и 2 фиксирующих диода на фазу. МАИН с 13 уровнями (рис.1) имеет $n=3$, 6 ключей и 4 фиксирующих диода на фазу. Фиксирующие диоды при равных напряжениях источников U блокируют разные напряжения и, соответственно, должны иметь разные обратные напряжения. При этом VD8, VD9 должны иметь удвоенное обратное напряжение – фактически используется последовательное соединение двух диодов.

Схема КПЧ приведена на рис.2. Многоуровневое формирование выходного напряжения достигается суммированием напряжений нескольких источников U_n . Снижение напряжений отдельных источников в $\sqrt{3}$ раз достигается при соединении фаз ПЧ по схеме "звезда". ПЧ с 13 уровнями в кривой выходного напряжения имеет 6 инверторов или 24 ключа на фазу.

Традиционными методами управления ПЧ являются многоуровневая и мультиплексорная ШИМ [1]. Формирование напряжений управления ключами ПЧ осуществляется путем сравнения треугольного напряжения несущей частоты U_{mp} и заданного синусоидального U_{zc} . Соответствующие импульсы формируются при превышении значения одного из этих напряжений.

При многоуровневой ШИМ несущие напряжения сдвинуты относительно друг друга по уровню (по

вертикали), а U_{zc} имеет амплитуду в n - раз больше амплитуды U_{mp} (для максимального напряжения на выходе). При мультиплексорной ШИМ (используется для КПЧ) напряжения U_{mp} для разных АИН сдвинуты по фазе на угол $\theta=2\pi/n$. Для исключения одновременной коммутации несущие напряжения двух других фаз сдвинуты на угол $\varphi=2\pi/(3n)$. Однако авторами [1] допускается неточность – при четном n , например $n=6$ имеем для несущих напряжений одной фазы угол $\theta=60^\circ$. Таким образом, четвертое и последующие на-

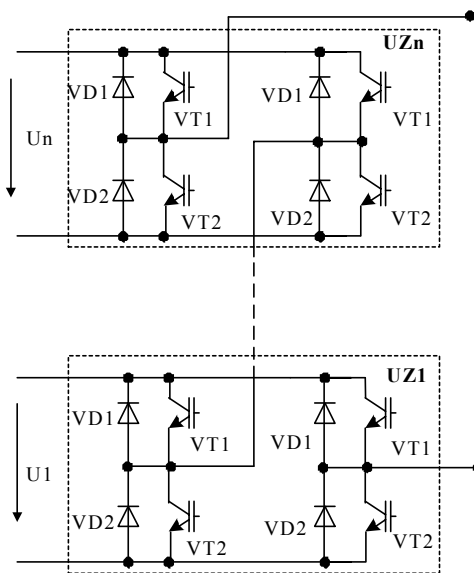


Рис. 2 – каскадный ПЧ

пряжения будут изменяться в противофазе по отношению к первому – третьему. По результатам моделирования следует отметить, что, сохраняя сдвиг $\theta=60^\circ$ для первого - третьего и четвертого - шестого U_{mp} необходимо обеспечить сдвиг между этими группами сигналов в 90° .

Для управления МАИН рассматривался также метод формирования пространственного вектора $U_{вых}$ (векторной ШИМ - ВШИМ). При этом, если на каждом интервале коммутации переключение осуществляется только в одной фазе инвертора достигается минимальное число коммутаций ключей схемы.

В процессе исследований метод ВШИМ был применен для МАИН с 13 уровнями. Нельзя не отметить сложность его реализации особенно при регулировании величины выходного напряжения. Применение ВШИМ для МАИН с большим числом уровней нецелесообразно.

Сравним требования к ключам схем (рис.1 и рис.2) по напряжениям. По результатам моделирования для 9 уровневой МАИН при ВШИМ из условия получения минимума искажений соотношение между напряжением источника U_{dc} и первой гармоникой линейного выходного напряжения $U_n(1)$ составляет $U_{dc}=1.46U_n(1)$. При этом для ключей схемы имеем $U=0.5U_{dc}=0.73U_n(1)$. При 13 уровнях $U_{dc}=\sqrt{2}U_n(1)$, а напряжение ключа $U=U_{dc}/3=0.471U_n(1)$.

Для 13 уровневой каскадной ПЧ при синусоидальной модуляции $U_{dc}=U_n(1)/(1.2)$, тогда для ключей отдельного АИН $U=U_{dc}/6=U_n(1)/(7.2)$

Для оценки качества $U_{\text{вых}}$ производился его гармонический анализ. При этом рассчитывался общий коэффициент нелинейных искажений, определяемый отношением действующего значения n-высших гармоник к действующему значению основной (первой) гармоники фазного напряжения:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k}}{U_1}$$

Этот показатель при 13 уровнях $U_{\text{вых}}$ для КПЧ составляет 8,64%, в то время как для МАИН – 19,04%, т.е. более чем в два раза ниже. Здесь следует отметить, что благотворное влияние на качество $U_{\text{вых}}$ оказывает отсутствие нейтрального провода между "нулевой точкой" ПЧ и нагрузки – для схемы КПЧ с нейтральным проводом THD=13,1%.

Таким образом, вариант КПЧ особенно при больших мощностях предпочтительнее. Дальнейшее рассмотрение посвящено именно этой топологии.

Рассмотренным методам управления присущ общий недостаток - АИН в фазах ПЧ при мультиплексорной ШИМ весь период выходного напряжения и часть периода при многоуровневой ШИМ работают в режиме переключений с частотой модуляции. Это обуславливает дополнительные потери в схеме.

Как вариант управления рассмотрен метод квантования синусоиды по уровню с дискретностью соответствующей напряжению источника U . При этом синусоида заменяется ступенчатой кривой ($u_{\text{ст}}$ на рис.3), а ошибка квантования u_1 обрабатывается одним ШИМ инвертором. При этом остальные АИН

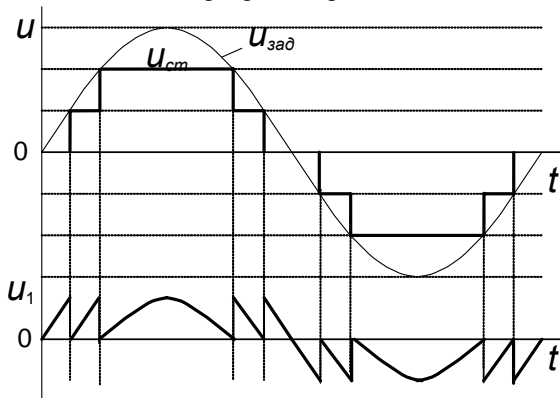


Рис.3. Квантование синусоиды с ошибкой

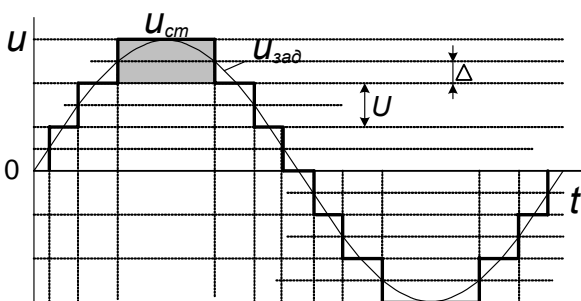


Рис.4. Квантование синусоиды с усреднением

работают как переключатели с частотой основной гармоники. Соответственно снижаются и потери в них. Метод ШИМ вообще можно исключить, используя более точный принцип квантования по уровню из

условия равенства на интервале квантования площади синусоиды и аппроксимирующего ее прямоугольника (рис.4). При упрощении – замене на интервале квантования участка синусоиды на прямую линию, этот метод может быть достаточно просто реализован сдвигом уровней квантования на $\Delta=U/2$.

Для оценки возможности применения такого метода квантования был произведен гармонический анализ $U_{\text{вых}}$ для ПЧ с 13 уровнями напряжения и, соответственно, 6 уровнями квантования для максимального напряжения ($U_{\text{зад}}=6$) и в процессе регулирования его амплитуды, когда число уровней уменьшается. Исследования (табл.1) проводились для двух вариантов – ПЧ с нулевым проводом и без него (индекс 3) при $f_{\text{вых}}=50\text{Гц}$ и $\cos\varphi=0.8$. Аналогичные данные для ПЧ, использующего квантование с ШИМ приведены в табл.2. Здесь следует отметить, что отсутствие нулевого провода оказывает благотворное влияние на гармонический состав напряжения, что отражает и изменение его формы. На рис.5 приведены осциллограммы заданного синусоидального (максимальному значению соответствует – 6 делений) и выходного напряжений фазы ПЧ при относительной амплитуде 4.4 - (а) и 4.6 - (в). Как видно из данных табл.1, ошибка по основной гармонике $U_{m(1)}$ практически во всем диапазоне регулирования составляет несколько процентов, что вполне допустимо. Благприятным является и заметное снижение THD в сравнении с методом использующим ШИМ.

Таблица 1

Результаты гармонического анализа

$U_{\text{зад}}, \text{о.е.}$	6	5.80	5.60	5.50	5.2	5.1
$U_{m(1)}, \text{о.е.}$	6	5.87	5.6	5.37	5.15	5.12
THD, %	4.8	4.9	6.24	5.4	5.53	7.74
$U_{m(1)3}, \text{о.е.}$	5.98	5.89	5.62	5.38	5.16	5.12
THD3, %	4.3	3.55	5.06	4.84	5.03	7.22

5.00	4.60	4.40	4.00	3.70	3.30	3.00
5.04	4.63	4.26	4.04	3.79	3.19	3.03
7.67	7.2	7.16	5.21	8.52	9.72	7.55
5.04	4.62	4.26	4.04	3.77	3.2	3.03
7.32	6.47	5.99	4.17	7.56	7.98	6.3

2.6	2.2	2	1.8	1.3	1	0.8
2.53	2.16	2.02	1.86	1.19	1.12	0.97
13.3	14.2	12.3	17.4	25.5	21.5	34
2.53	2.15	2	1.87	1.19	1.12	0.97
10.5	14.4	11.8	11.2	13.3	21.5	24.3

Таблица 2

Квантование напряжения с ШИМ

$U_{\text{зад}}, \text{о.е.}$	6	3	1
$U_{m(1)3}, \text{о.е.}$	5.97	2.97	0.997
THD3, %	8.73	15	49.7

Общее число уровней в кривой $U_{\text{вых}}$ фазы ПЧ (включая 0) при наибольшем его значении: $N=2n+1$.

При этом напряжения всех источников $U_n=U$, максимальное значение выходного напряжения $U_m=nU$, дискретность его изменения равна U .

Уменьшить число АИН (n) можно используя источники с различными по величине напряжениями [2,3]. Значения их по отношению к наименьшему кратны, например, $U_1=U$, $U_2=2U$, $U_3=3U$. Таким образом, используя три АИН получаем максимальное значение выходного напряжения $U_m=\sum U_n=6U$, что равноценно $n=6$ в симметричном ПЧ.

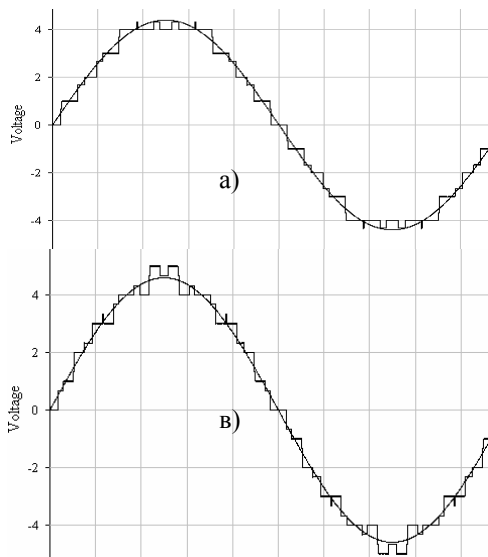


Рис.5. Осциллограммы заданного и фактического выходного напряжения фазы ПЧ

Общее число уровней в кривой выходного напряжения фазы ПЧ при наибольшем его значении:

$$N = 2 \cdot \left(\sum_1^n U_n / U_1 \right) + 1,$$

где напряжения источников U_n связаны соотношением: $U_1 \leq U_2 \leq \dots \leq U_n$.

При этом, используя только три инвертора можно получить самые различные N (см. табл.3).

Таблица 3

Соотношения для схемы ПЧ с тремя источниками

U_1 (о. е.)	U_2 (о. е.)	U_3 (о. е.)	N	принцип квантования $U_{вых}$
1	1	1	7	с ШИМ1
1	1	2	9	с ШИМ1
1	1	3	11	с ШИМ1
1	2	2	11	с ШИМ1
1	1	4	13	
1	2	3	13	с ШИМ1
1	1	5	15	
1	2	4	15	с ШИМ1
1	3	3	15	
1	1	6	17	
1	2	5	17	с ШИМ1
1	3	4	17	
1	2	6	19	с ШИМ1
1	3	5	19	
1	2	7	21	
1	3	6	21	
1	4	5	21	

Определенные особенности управления ПЧ имеют место в зависимости от соотношения напряжений источников. Безусловно, применимым для всех соотношений является метод квантования без использования ШИМ. Квантование с отработкой ошибки

ШИМ инвертором, имеющим наименьшее напряжение источника $U_1=U$ возможно только для определенных соотношений напряжений, которые можно сформулировать следующим образом (в относительных единицах):

- 1) записываем в порядке возрастания числа соответствующие сумме или разности возможных выходных напряжений ($+U_n, 0, -U_n$) второго и третьего АИН.
- 2) интервал между соседними числами не должен превышать единицу.

Например, напряжения источников $U_1=1$, $U_2=2$, $U_3=5$, что соответствует $U_m=8U$ ($N=17$). В соответствии с 1) имеем очередность чисел: 0 / 2 / 3 / 5 / 7.

Таким образом, условие 2) выполняется.

Значению $U_m=8U$ также соответствует соотношение напряжений $U_1=1$, $U_2=3$, $U_3=4$, для которого имеем очередность чисел: 0 / 1 / 3 / 4 / 7.

Как видим между четвертым и пятым числами отсутствуют два значения 5 и 6. Таким образом, между 5 и 6 уровнями квантования формирование $U_{вых}$ осуществляется в режиме ШИМ двумя АИН - первым и вторым, причем первый работает в режиме двухполярной ШИМ в противофазе со вторым АИН. Это существенно усложняет реализацию управления и увеличивает потери на коммутацию. В табл. 3 варианты, где возможно квантование с ШИМ только для первого АИН отмечены как ШИМ1. Следует отметить, что варианты ШИМ1 более предпочтительны и с той позиции, что второй и третий АИН работают с большими напряжениями и малой частотой переключения, что позволяет использовать высоковольтные тиристоры взамен транзисторов.

ВЫВОДЫ

Использование в МПЧ методов квантования по уровню позволяет уменьшить потери переключения в схеме и несколько улучшить гармонический состав выходного напряжения.

Минимизация схемы КПЧ возможна при использовании различных напряжений источников АИН.

На основе анализа и систематизации имеющихся схемных решений ПЧ получено новое решение для КПЧ позволяющее сократить количество ключей в силовых цепях от 1/3 до практически 1/2 в зависимости от числа уровней. При этом число ключей на фазу $k=2(n+1)$. В настоящее время это решение проходит всестороннюю проверку и исследования.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] José Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 49, № 4, AUGUST 2002, p.724- 738.
- [2] J. Song - Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra, Rufer. A Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter For High Power Conversion. EPE 2001 – Graz.
- [3] J. Song - Manguelle, A. Rufer. Asymmetrical multilevel Inverter for large induction machine drives. EDPE, 3-5 October 2001, pp. 101-107.

Поступила 27.08.2004

ОБЕРТОВІ ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ: ОБЛАСТЬ ІСНУВАННЯ, ГЕНОМІКА І ТАКСОНОМІЯ КЛАСУ

Шинкаренко В.Ф., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України „Київський політехнічний інститут”

Україна, 03056, г. Київ – 56, пр-т Перемоги, 37, НТУУ “КПІ”, корп. 20, кафедра електромеханіки.

тел./факс (044) 241-76-38; E-mail: ntuukafem @ ua.fm

Визначено область існування і розкрито структуру геному базових видів електричних машин обертого руху. Визначена структура основних таксонів досліджуваного класу електричних машин. Здійснено генетичний діагноз структурного потенціалу неявних видів обертових машин. Поручено проблему системної невідповідності існуючих стандартів на терміни та визначення для класу обертових електричних машин.

Определена область существования и раскрыта структура генома базовых видов электрических машин вращательного движения. Определена структура основных таксонов исследуемого класса электрических машин. Осуществлен генетический диагноз структурного потенциала неявных видов вращающихся машин. Обсуждается проблема системного несоответствия существующих стандартов на термины и определения для вращающихся электрических машин.

ВСТУП

Процес еволюції наукових напрямів і дисциплін неминує пов'язаний з необхідністю здійснення наукових узагальнень, які відіграють визначальну роль для розвитку наукової галузі і відкривають можливість класифікації і системного аналізу еволюціонуючих класів систем, виділених за певними системними ознаками. Особливого науково-методичного значення для систематизації знань, набуває систематика, яка упорядковує класи об'єктів в межах єдиної рангової структури систематичних одиниць (таксонів).

Прогресуюче збільшення різновидів електричних машин (ЕМ) та їх поступове ускладнення поставило перед сучасною наукою ряд нових системних задач, на які класична парадигма не в змозі дати науково обґрунтовані відповіді. Електромеханіка стала першою з технічних дисциплін де на основі положень генетичної теорії еволюції електромеханічних систем (ЕМ-систем) створено ґрунтовні наукові засади для постановки і наступного розв'язання системних задач по розробці еволюційної систематики електричних машин і електромеханічних пристроїв, які за своїм структурним потенціалом поступово наближаються до видової різноманітності об'єктів біологічного походження.

Обертові електричні машини (ЕМ) відносяться до найбільш розповсюдженого і найбільш дослідженого класу електромеханічних перетворювачів енергії. Архетипами просторових форм сучасних обертових ЕМ, як відомо, були електростатичні машини (машини тертя), які було створено ще в середині XVII ст. За час еволюції ЕМ обертого руху накопичено великі обсяги науково-технічної інформації, яка відтворює розвиток теорії, методологію проектування, а також різноманітність конструкцій та їх технічний рівень. На даний час основні поняття і визначення стосовно обертових ЕМ, в значній мірі стандартизовані.

Але незважаючи на тривалий час розвитку, широке практичне використання і досконалість високоформалізованого апарату оптимізації параметрів і аналізу робочих режимів обертових ЕМ, до останнього часу в науковій літературі були відсутні результати структурно-системних досліджень і узагальнень щодо системних властивостей цього класу.

Метою даного дослідження є встановлення області існування, розшифровки структури геному і визначення основних систематичних одиниць класу обертових ЕМ. Задача структурно-системних досліджень в такій постановці ставиться вперше.

В роботі використано наукові терміни, загальноприйняті в теорії еволюції складних систем, ви-

значення і пояснення яких наведено в монографії автора [1].

ПРОБЛЕМИ КЛАСИЧНОГО ПІДХОДУ

Глибокий зміст дефініції “обертові електричні машини”, яка традиційно використовується в підручниках, в науковій літературі і в нормативно-технічній документації, залишається невизначеним як з точки зору структури і меж класу, так і з точки зору принципів його структуротворення. Невідповідності такого типу узагальнюються поняттям системних парадоксів. Системні парадокси властиві довільним теоріям. Така особливість розвитку наукового знання знайшла формалізоване вираження у вигляді двох теорем “про неповноту” відомого австрійського математика Курта Геделя [2]. Відповідно до теорем Геделя системні невідповідності не можуть бути ліквідовані в рамках панівної теорії, в силу обмеженості її формального апарату, а їх пояснення можливо лише за умови появи нової наукової парадигми більш високого рівня узагальнення, яка спроможна не тільки виявити, але й ліквідувати наявні протиріччя системного характеру.

Теоретичним фундаментом, на якому узагальнюються властивості ЕМ обертого руху з різним принципом дії, є теорія узагальненої електричної машини, основні положення якої започаткував Габріель Крон ще в 30-х роках минулого століття. Структурним еквівалентом узагальненої машини прийнято вважати ідеалізовану модель симетричної циліндричної ЕМ обертого руху. Саме через концепцію циліндричних обертових машин отримала свій розвиток та становлення класична теорія електричних машин, історично склалась їх існуюча класифікація і термінологія, сформувалась методологія викладання електромеханічних дисциплін у вищій електротехнічній освіті. Це сприяло формуванню стереотипних уявлень щодо домінуючого статусу обертових циліндричних машин по відношенню до інших можливих видів ЕМ обертого руху.

Стосовно численних об'єктів електромеханіки ця проблема найбільш виразно проявилася при спробах пояснення загальних принципів їх структурної будови, які визначають різноманітність просторових форм ЕМ і які можна було б розглядати як основу для розробки узагальнених структурних моделей. Традиційно рівень уявлень за цим напрямом ґрунтується на хибній ідеї існування єдиної формотворної структури, через яку можна було б отримати усі інші різновиди структур ЕМ, використовуючи відповідні групи перетворень.

У більшості літературних джерел (в тому числі і в сучасних підручниках з електричних машин), роль такої узагальненої структурної моделі, як правило, відводиться обертовій машині класичної (тобто циліндричної) просторової форми. Перехід до інших потенційно

можливих структурних різновидів електричних машин (наприклад, плоских, дугових, або циліндричних машин поступального руху), пропонується здійснювати шляхом використання процедур "розрізування", "розвертання" та "згортання". Відсутність наукового обґрунтування принципів формотворення електромеханічних перетворювачів енергії (ЕМПЕ) призвела до того, що на роль універсальної породжувальної структури у різних авторів претендують також інші просторові варіанти ЕМ: дугової, сферичної, плоскої, а також тороїдної плоскої просторових форм. Некоректність такого підходу є очевидною, так як він суперечить єдності двох діалектично протилежних категорій симетрії-асиметрії.

Як відомо, основні науково-технічні досягнення в класичній електромеханіці безпосередньо пов'язані з дослідженням і розробкою потужних енергетичних машин, тягових двигунів постійного струму і освоєнням єдиних серій асинхронних двигунів загального призначення. Але стрімкий розвиток таких галузей як авіація, космонавтика, обчислювальна техніка, автомобілебудування, робототехніка, стимулювали розробку і практичне використання нових структурних різновидів ЕМ, які мають явно виражене функціональне призначення і нетрадиційне конструктивне виконання. Все більшого поширення набувають обертові ЕМ з тороїдним плоским статором, багатостепеневі машини з сферичним ротором, стрімко розширюється область практичного використання обертових електромеханічних перетворювачів гнбидного і сумішеного типу з електронними компонентами, створено перші зразки нового покоління ЕМ з використанням ефекту високотемпературної надпровідності. Широко можливості, з точки зору суттєвого підвищення інтенсивності і продуктивності технологічних процесів, відкриваються використанням нетрадиційних ЕМПЕ в галузі технологій. Це потверджується результатами створення і промислової апробації принципово нового класу ЕМПЕ безпосередньої багатфакторної дії - електромеханічних дезінтеграторів [3] і електротепломеханічних перетворювачів [4] технологічного призначення. В більшості випадків, структура і робочі властивості таких функціональних класів ЕМ мають суттєві відмінності у порівнянні з обертовими машинами традиційного виконання. З часом спеціалісти почали усвідомлювати, що різноманітність просторових форм і діапазон цільових функцій ЕМ, які утворюють певний клас за ознакою обертового руху, є досить широким, а їх структурна організація і електромагнітні властивості виходять за рамки положень моделі узагальненої ЕМ.

ГЕНЕТИЧНА ІНФОРМАЦІЯ І ПРОСТОРОВИЙ РУХ ЕМПЕ

Електричні машини представляють клас електромеханічних перетворювачів енергії природно-антропогенного походження, структури яких дозволяють реалізувати різноманітні види просторового руху. Реалізація певного виду просторового руху - необхідна умова електромеханічного перетворення енергії. Аналіз і класифікація просторових форм руху в генетичній електромеханіці становить самостійну наукову задачу.

Виходячи з принципу цілісності електромеханічної структури [1], вид просторового руху ЕМ з суцільною твердотільною рухомою частиною, визначається геометричною складовою генетичної інформації, яку містить парна електромагнітна хромосома (електромеханічна пара) i -го базового виду

$$I_{2i} = (G, V_{xy}), i = \overline{1, n}$$

де: $G = (f_1, f_2, p, l)$ - сукупність геометричних ознак парної хромосоми $(f_1, f_2, -$ просторова форма рухо-

мого і нерухомого джерел поля, відповідно; p - параметри, що визначають взаємне розташування рухомої та нерухомої частин електромеханічної пари; l - відносні розміри взаємодіючих поверхонь; V_{xy} - просторова орієнтація хвилі електромагнітного поля; n - кількість видів в структурі функціонального класу.

Таким чином, в генетичній концепції структуротворення вид просторового руху ЕМПЕ інваріантний відносно принципу дії, цільової функції перетворювача та рівня складності його структури і є генетично прогнозованою функцією, яку можна ідентифікувати за геометричними та топологічними складовими генетичного коду породжувального джерела поля (табл. 1). З іншого боку, просторова форма первинного джерела поля і орієнтація періодичної хвилі поля, виконують роль обмежувального фактора, який визначає на хромосомному рівні кінцеву множину просторових комбінацій, які задовольняють певному виду просторового руху.

Наявність кореляції геометричної складової генетичного коду з видом просторового руху структури ЕМПЕ, відкриває можливість визначення меж існування і аналізу видової структури довільних класів ЕМ за критерієм відповідного просторового руху. В табл. 1 подано узагальнену інформацію, яка відтворює безпосередній зв'язок елементів періодичної структури генетичної класифікації (ГК) первинних джерел електромагнітного поля [1] з відповідними видами просторового руху ЕМПЕ. Як видно з табл. 1, породжувальні структури ЕМПЕ з обертовим і поступальним рухом належні лише до першого великого періоду ГК.

Таблиця 1

Порядковий номер великого періоду в структурі ГК	Вид просторового руху в хромосомах 1-го покоління
I^1	Обертальний Поступальний Концентрично-просторовий
I^2	Спиральний
I^3	Спирально-просторовий
...	Обертально-поступальний
...	...
$I^n, n = \overline{3, \infty}$	Обертально-поступальний ($k \rightarrow \infty$)

Джерела, які суміщують осьову або центральну симетрію з x -орієнтованим типом поверхні визначають генетичну структуру класу ЕМПЕ з можливістю реалізації концентрично-просторового руху. Таку траєкторію руху можна отримати з рідинним, дискретним, або еластично деформованим типом рухомої частини перетворювача. Більш складні спіральний і спірально-просторовий рухи властиві хромосомним наборам другого великого періоду. Починаючи з 3-го великого періоду породжувальним електромагнітним структурам притаманний лише оберально-поступальний рух з коефіцієнтом просторової складності $k \geq 1$. Траєкторії гвинтового руху будуть поступово ускладнюватися відповідно до зростання порядкового номера великого періоду. Електромагнітні структури граничного періоду $(I^n, n \rightarrow \infty)$, трансформуються в складні регулярні просторові об'єкти, просторові траєкторії яких відомі в науці під назвою дивних аттракторів.

ОБЛАСТЬ ІСНУВАННЯ І ГЕНОМ КЛАСУ

Виходячи з результатів генетичного аналізу, для хромосомних наборів гомогенного типу $(f_1, \sim f_2)$, які визначають структурну різноманітність "генетично чистих" видів обертових ЕМ, заданому критерію задовольняють всі y -орієнтовані джерела поля з осьовою і центральною симетрією, а також топологічний ряд x -орієнтованих джерел-ізотопів (просторова гомологія ізотопу x_2), які утворюють в структурі ГК групу 2.0. Для гомологічно споріднених електромеханічних пар,

область існування обертових ЕМ Q_R буде визначатися наступними хромосомними наборами

$$Q_R = (Q_{00}, Q_{02}, Q_{02}^*, Q_{20}^*, Q_{22}, Q_{22}^*),$$

де Q_{00} , Q_{02} і Q_{22} визначають підобласть існування породжувальних структур базового рівня:

$$Q_{00} = (ЦЛ0.0y, КН0.0y, ТП0.0y, СФ0.0y, ТЦ0.0y);$$

$$Q_{02} = (ЦЛ0.2y, КН0.2y, ТП0.2y, СФ0.2y, ТЦ0.2y);$$

$$Q_{22} = (ЦЛ2.2y, КН2.2y, ТП2.2y, СФ2.2y, СФ2.2x, ТЦ2.2y),$$

а Q_{02}^* , Q_{20}^* і Q_{22}^* узагальнюють підобласть існування джерел-ізоотопів:

$$Q_{02}^* = (ЦЛ0.2y_1, ЦЛ0.2y_3, КН0.2y_1, КН0.2y_3, ТП0.2y_1, ТП0.2y_3, СФ0.2y_1, СФ0.2y_2, СФ0.2y_3, ТЦ0.2y_1, ТЦ0.2y_3);$$

$$Q_{20}^* = (ЦЛ 2.0x_2, КН 2.0x_2, ТП 2.0x_2, СФ2.0x_2, ТЦ 2.0x_2);$$

$$Q_{22}^* = (ЦЛ2.2y_1, КН2.2y_1, ТП2.2y_1, СФ2.2x_1, СФ2.2x_2, СФ2.2y_1, СФ2.2y_2, ТЦ2.2y_1).$$

Джерела-ізотопи, завдяки своїм нетрадиційним просторовим формам, на даному етапі еволюції ЕМПЕ, в значній мірі визначають ще незатребуваний структурний потенціал неявних видів обертових ЕМ, наділених властивою лише їм індивідуальністю. Наприклад, характерною ознакою хромосомного набору підгрупи $0.2y_1$ (гомологічна підгрупа ізотопу y_1), є можливість реалізації обертово-інверсного руху. Такі властивості мають всі 5 породжувальних джерел поля, які представляють відповідні геометричні класи

$$Q_{y_1} = (ЦЛ0.2y_1, КН0.2y_1, ТП0.2y_1, СФ0.2y_1, ТЦ0.2y_1) \subset Q_{02}^*$$

Електромагнітні структури з обертово-інверсним рухом є генетично спорідненими об'єктами реально-інформаційних базових видів обертових машин і визначають генофонд видів-близнюків двороторних однообмоткових інверсних ЕМ, структурний аналіз яких здійснено в [5].

Відповідно до принципу збереження спадкової інформації генетичної структури, Q_R одночасно визначає також структуру геному видової різноманітності функціональних класів ЕМ [6]. Наслідком гомеоморфізму топологічних рядів є симетричний розподіл хромосомних наборів (по 7 парних хромосом), який має місце в межах відповідних геометричних класів структури ГК. Лише клас сферичних джерел поля містить 12 електромагнітних хромосом, що визначається їх центральною симетрією, яка встановлює еквівалентність електромагнітних і топологічних ознак як для x -, так і для y -орієнтованих поверхонь

$$Q_{СФ} = (СФ0.0y, СФ0.2y, СФ0.2y_1, СФ0.2y_2, СФ0.2y_3, СФ0.2y, СФ2.0x_2, СФ2.2y, СФ2.2x, СФ2.2x_1, СФ2.2x_2, СФ2.2y_2)$$

В процесі керованої людиною структурної еволюції, ця генетична інформація успадковується в структурах-потомках, які надають сферичним ЕМПЕ унікальну індивідуальну властивість – можливість реалізації дво-, або трестепеневого керованого обертового руху їх рухомої частини.

Результати аналізу генетичної інформації елементів предметної області Q_R можна узагальнити наступними положеннями:

- область існування ЕМ обертового руху обмежена породжувальними джерелами електромагнітного поля першого великого періоду ГК, які упорядковуються 6 топологічно-еквівалентними рядами електромагнітних хромосом;

- область існування обертових ЕМ (Q_R) обмежена y -орієнтованими джерелами поля з осьюою і центральною симетрією, приналежних до 3-х основних груп (0.0, 0.2 та 2.2) а також топологічним рядом x -орієнтованих джерел-ізоотопів (гомологія ізотопу x_2) групи 2.0;

- геном класу обертових ЕМ визначається набором з 40 парних електромагнітних хромосом першого покоління, серед яких 16 хромосом (40%) формують структуру базових видів і 24 хромосоми (60%) визначають принципи формотворення видів-близнюків;

- межі формотворення класу обертових ЕМ визначаються 5 геометричними класами – циліндричної, конічної, тороїдної плоскої, сферичної і тороїдної циліндричної просторових форм;

- кожен з геометричних класів містить по 7 парних хромосом, які утворюють відповідні топологічні ряди електромагнітно і топологічно споріднених видів ЕМ. Виняток складає клас ЕМ з сферичним ротором, геном якого містить на 5 хромосом більше. Це результат електромагнітної і геометричної еквівалентності x і y -орієнтованих джерел поля, яка в свою чергу, зумовлена центральною симетрією сферичної поверхні;

- просторова форма топологічно еквівалентного ряду джерел-ізоотопів (гомологія ізотопу $0.2y_1$) дозволяє реалізувати в своїх структурах-потомках обертово-інверсний просторовий рух.

ТАКСОНОМІЧНА СТРУКТУРА КЛАСУ

Важливою складовою частиною систематики є таксономія, задача якої полягає у визначенні принципів, методів та правил її побудови. Основна задача систематики – розподіл видів по таксонам та встановлення їх рангової супідрядності. Цілісність таксона забезпечується наявністю для всіх його видів спільних ознак. Аналіз співвідношень спільних ознак, які забезпечують спорідненість певної групи видів, дозволяє встановити відповідну ієрархію таксономічних одиниць. Чим більша кількість видів мають спільні ознаки, тим вищому рангу таксона вони відповідають. Отже, ранг таксона означає його місце в ієрархічній послідовності систематичних категорій.

Основа еволюційної геносистематики в структурній електромеханіці, як і в біологічній систематиці, становить фундаментальна категорія Виду ЕМПЕ. Але принципова відмінність електромеханічної систематики від біологічної полягає в наявності чіткої кореляції генетичних кодів періодичної системи електромагнітних елементів ГК з основними таксонами (Видом і Родом), що відкриває і можливість генетичної ідентифікації та наступного опису таксономічної структури як реально-інформаційних, так і неявних видів, інформація щодо яких ще відсутня на даному етапі еволюції функціональних класів ЕМПЕ. Саме цими задачами і визначається програма першого етапу системних досліджень у вирішенні фундаментальної проблеми еволюційної систематики ЕМ.

Відповідно до положень генетичної теорії видоутворення ЕМ-систем [1], базові види виконують роль структурних інваріантів в еволюції структурної різноманітності ЕМ. Це дозволяє на єдиній системній основі здійснити узагальнення і систематизувати існуючі і не-явні види перетворювачів енергії незалежно від структурної складності і рівня їх технічного розвитку. На даний час визначена структура геному, а також здійс-

нено опис основних систематичних одиниць роду циліндричних [7] і роду плоских асинхронних машин [8].

Результати системного аналізу області Q_R дозволяють визначити структуру основних систематичних одиниць класу, яку можна представити на-

ступною послідовністю рівнів структурної організації : "Первинні джерела поля" → "Хромосомні набори" → "Види" → "Роди" → "Клас обертових ЕМ". Структурний потенціал ЕМ обертового руху визначають 40 видів базового рівня, які утворюють 5 родів (рис. 1).

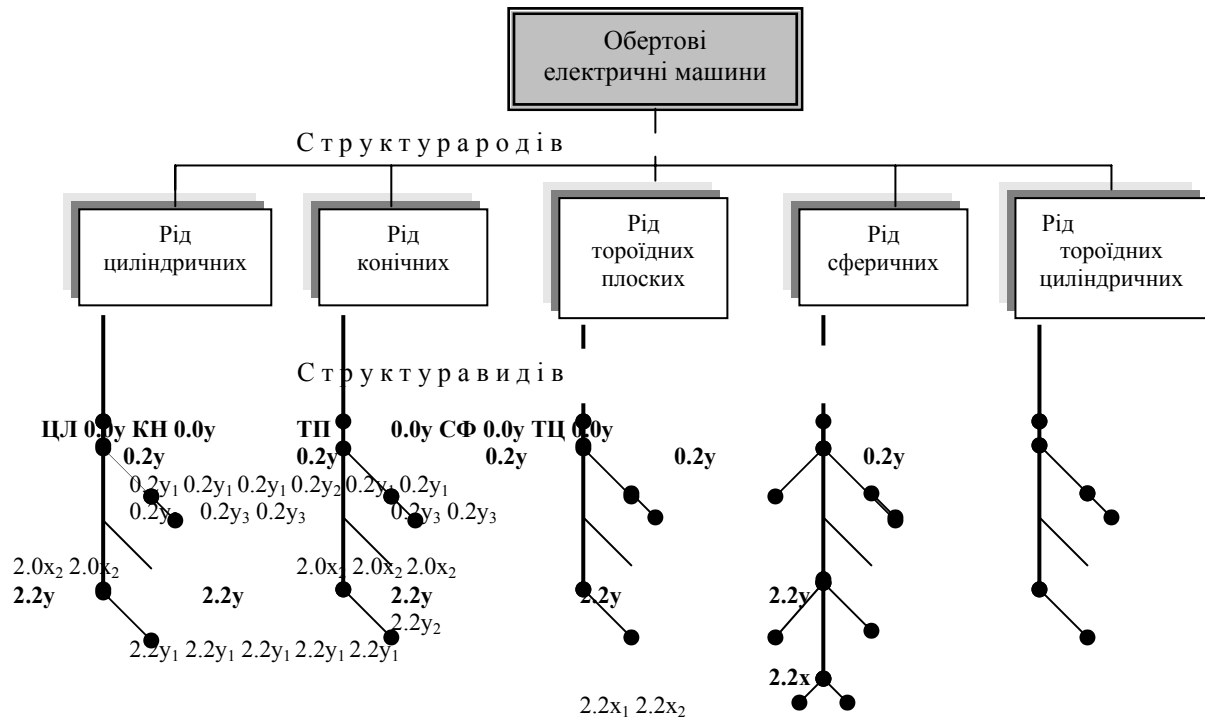


Рис. 1. Таксономічна структура класу обертових електричних машин: - напівжирним шрифтом позначено генетичні коди базових видів; - звичайним шрифтом – генетичні коди видів-близнюків)

Видовий склад досліджуваного класу ЕМ визначається 16 видами базового рівня і 24 видами-близнюками. Відповідно до принципу топологічної інваріантності породжувальних джерел електромагнітного поля, геном класу рівномірно розподілений по 5 родам (рис. 2). Виняток становить рід сферичних ЕМ, особливості будови структури геному якого пояснено в попередньому розділі.

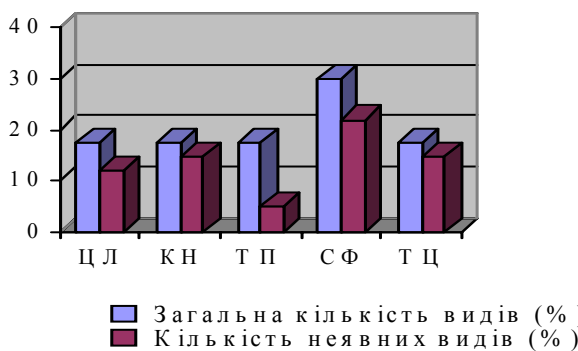


Рис.2. Розподіл видів класу обертових ЕМ по родам

На поточний час еволюції, клас обертових ЕМ представлений 11 реально-інформаційними видами, що становить 27,5 % від їх загальної кількості. Як видно з рис. 2, до найбільш освоєних відносяться види обертових машин тороїдної плоскої та цилін-

дричної просторових форм, в той час як структура геному конічних і тороїдних циліндричних ЕМ в значній мірі представлена неявними видами, ще невідомими науці, але генетично визначеними в періодичній структурі ГК.

За результатами порівняльного аналізу результатів генетичних досліджень і наявної історично потвердженої інформації щодо еволюції основних таксонів класу, можна стверджувати, що переважна більшість видів (72,5%) ЕМ обертового руху, ще відноситься до категорії неявних. Неявні види входять в структуру всіх без винятку родів обертових ЕМ. В межах класу переважна більшість структурного резерву неявних видів представлена видами-близнюками, а також базовими видами конічних і тороїдних циліндричних ЕМ.

Узагальнюючи результати структурно-системних досліджень, можна дати наступне визначення поняття класу. Обертові електричні машини є еволюціонуючим функціональним класом електромеханічних перетворювачів енергії, споріднених за видом обертового руху рухомої частини, який має власну структуру геному і генетично визначену кількість базових видів.

СИСТЕМАТИКА І НАУКОВА ТЕРМІНОЛОГІЯ

Проблема еволюційної систематики електричних машин безпосередньо пов'язана з проблемою наукової термінології і стандартизації науково-технічних термінів та їх визначень [1,7]. Актуальність і значення цієї наукової проблеми можна опосередковано оцінити на прикла-

ді біологічної систематики, де вона узагальнюється в рамках номенклатури, яка виділилась в самостійний напрям системних досліджень. Такі дослідження вже 100 років поспіль, координуються Міжнародним Кодексом номенклатури [9], який регламентує порядок утворення і внесення змін до назв таксонів, а також визначає принципи стандартизації таксономічних і термінологічних процедур. Міжнародні правила запобігли виникнення хаосу в назвах тварин і рослин і стали науковою основою для розробки міжнародних стандартів.

Структура чинного стандарту в галузі термінології обертових електричних машин [10] виникла на основі положень класичної теорії “узагальненої електричної машини” і відповідних термінів і визначень, які історично склались в процесі розвитку класичної теорії. Результати структурно-системних досліджень дають підстави поставити на обговорення проблему упорядкування наукових термінів та їх визначень.

Відсутність системної основи в побудові концепції стандартизації термінів стало причиною виникнення численних невідповідностей і логічних протиріч як в структурі самого стандарту, так і в визначеннях його термінологічних дефініцій. Детальний аналіз таких невідповідностей здійснено нещодавно в [11]. Тому розглянемо чинний стандарт лише з точки зору невідповідностей системного характеру.

За своєю назвою “Машини електричні обертові ...”, офіційний документ претендує на стандарт функціонального класу ЕМ, споріднених за ознакою обертового руху рухомої частини машини. Але ні за власною структурою, ні за змістом стандарт не відповідає своїй назві. В стандарті відсутнє визначення класу обертових електричних машин і не приведена класифікаційна структура такого класу. Водночас, в стандарті здійснено підміну системного поняття “клас обертових електричних машин” на неоднозначне і спірне поняття “галузь обертових електричних машин” (див с. 1, в преамбулі до стандарту), визначення якого в стандарті теж відсутнє.

В текстовій частині стандарту використовується поняття *основного виду обертової електричної машини* (с.3. п. 2). Але наведені стандартизовані визначення *основних видів обертових машин* (“електромашинний генератор”, “обертовий електродвигун”, “електромашинний перетворювач”, та ін.) (с.3-5), протирічать загальноприйнятому в систематиці поняттю категорії *Виду* як складної, генетично репродуктивної еволюціонуючої системи, в тому числі і поняттю *Виду електромеханічної системи* [1].

Структура основних розділів чинного стандарту фактично відтворює термінологію лише окремих різновидів обертових машин, які вирізняються за певною класифікаційною ознакою (наприклад: за характером магнітного поля в основному повітряному проміжку (п.3); за способом збудження (п.4); за характером контактних сполучень обмоток (п.5); та ін.). Цілком очевидно, що такий перелік є далеко неповним і не обґрунтованим.

Відсутність систематизованої основи в структурі стандарту неминує призводити до перетину понять і визначень, плутанини у визначенні та

системної приналежності окремих підкласів обертових машин.

Систематика відтворює природні принципи поділу еволюціонуючих систем на класи. Ігнорування цих принципів неминує призводити до плутанини і неоднозначності в поняттях, визначеннях і термінах, які мають місце в наукових виданнях, підручниках і стандартах. Здійснити упорядкування і запобігти термінологічному хаосу в умовах розширення структурної різноманітності антропогенних систем і збільшення обсягів супроводжувальної інформації покликана еволюційна систематика ЕМПЕ.

ВИСНОВКИ

На підставі виконаних досліджень вперше визначено межі існування, генетичну і таксономічну структуру еволюційної систематики класу обертових ЕМ. Створено наукові засади для реалізації інноваційної стратегії керованої еволюції класу. Отримані результати також можуть бути використані для організації подальших системних досліджень (розшифровки геному і систематики популяційної структури видів, синтезу гібридних видів і міжвидових і генетично модифікованих класів, та ін.), побудови інноваційних баз даних і об’єктно орієнтованих класифікацій, а також упорядкування структури підручників і розробки науково обґрунтованих стандартів в галузі обертових електричних машин.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с.
- [2] Елисеев Э.Н., Сачков Ю.В., Белов Н.В. Потоки идей и закономерности развития естествознания. –Л.: Наука, 1982. – 300с.
- [3] Шинкаренко В.Ф., Безсонов С.А. Эволюционный синтез новых видов электромеханических перетворювачів енергії технологічного призначення з використанням моделей макро-еволюції // Вісник Національного технічного університету “ХПІ”. Тем. вип. №16. - 2001. – С. 171 – 173.
- [4] Заблодский Н.Н., Шинкаренко В.Ф. Генетическое моделирование и структура генома электротепломеханических преобразователей энергии технологического назначения // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2004. – №2. - С. 44 -51.
- [5] Шымчак П., Шинкаренко В.Ф. Принципы построения и генетическая классификация порождающих структур электрических машин с инверсным движением подвижных частей // Техн. электродинамика. – 2001. - № 5. - С. 45 - 49.
- [6] Шинкаренко В.Ф. На пути к расшифровке генома электромеханических преобразователей энергии. // Техн. электродинамика. Темат. вып.: “Проблеми сучасної електротехніки”. Ч.3. - 2004. – С. 40 –47.
- [7] Шинкаренко В.Ф., Платкова Н.А. Категория рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин // Электротехника і електромеханіка, 2003. - № 2. – С. 61-66.
- [8] Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А. Генетический анализ и систематика видов асинхронных машин поступательного движения (род плоских) // Электротехника і електромеханіка, 2003. - № 4. – С. 92 – 100.
- [9] Джеффри Ч. Биологическая номенклатура. –М.: Мир, 1980. – 120 с.
- [10] ДСТУ 2286-93. Машини електричні обертові. Терміни та визначення. – Київ: Держстандарт України, 1994. – 120 с.
- [11] Латинін Ю.М., Міліх В.І. Аналіз державних стандартів з електричних машин // Електротехніка і електромеханіка, 2004. - №2. –С. 94 – 100.

Надійшла 15.09.2004

ЕЛЕКТРОДИНАМІКА БЕЗ СКАЛЯРНОГО ПОТЕНЦІАЛУ

Чабан В., д.т.н., проф.

Національний університет “Львівська політехніка”, Ряшівський університет

E-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua.

Переглядається теорія скалярного потенціалу в електродинаміці вихрових полів. Йому відводиться місце лише при описі електростатичних полів. Таке твердження збігається з чисто математичним підходом і не протирічить фізичній суті процесу, оскільки йдеться про величину, позбавлену, на відміну від векторного потенціалу вихрових полів, фізичного змісту. Запропонована теорія дає можливість не тільки глибше зрозуміти природу електромагнетних явищ, але й спростити практичні розрахунки.

Пересматривается теория скалярного потенциала в электродинамике вихревых полей. Ему отводится место только при описании электростатических полей. Такое утверждение совпадает с чисто математическим подходом и не противоречит физической сущности процесса, поскольку речь идет о величине, лишеной, в отличие от векторного потенциал вихревых полей, физического содержания. Предложенная теория позволяет не только глубже понять природу электромагнитных явлений, но и упростить практические расчеты.

ВСТУП

Електродинаміка лінійних і нелінійних середовищ, що оперує векторами електромагнетного поля, на даний час представляє собою струнку математичну теорію, позбавлену практично внутрішніх протиріч. У її основу покладено рівняння Максвелла, над якими всі наступні математичні перетворення здійснюються за суворими правилами диференціального числення. Дещо складніше у просторі потенціалів електромагнетного поля, векторного і скалярного. Тут виникає певна неоднозначність у трактуванні співвідношення потенціалів і векторів електричного поля, яку кожен по-своєму старається розв'язати за допомогою так званої калібровки. Найвідоміша з них – калібровка Лоренца, але вона справедлива лише для лінійних ізотропних середовищ, а відтак не може претендувати на найвищу істину. Кожна калібровка підпорядковується основному критерію – максимально спростити рівняння електромагнетного поля, а заодно отримати їх в естетично завершеному вигляді. Цей принцип спрацює і в інших випадках, наприклад, з усіх можливих виразів для густини електромагнетної енергії поля був вибраний саме той, що є найпростіший! З настанням часу комп'ютерних симуляцій електромагнетних полів тут же додався ще один відтінок цього критерію – максимально спростити обчислювальний процес. Дана стаття є логічним продовженням багатьох робіт автора, наприклад [1]. Одержані результати дають можливість подивитися на природу електромагнетизму під ще одним кутом зору, ближчим до дійсності.

Оскільки в розглядуваній задачі нелінійність, анізотропія середовища відіграють опосереднену роль, то щоб не ускладнювати аналіз, обмежимося лінійним, вдаючись до цих факторів хіба що епізодично. Рух середовища теж не відіграє тут особливої ролі.

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Запишемо відомі рівняння Максвелла в нерухомому лінійному ізотропному середовищі

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E}; \quad \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{H} - \boldsymbol{\delta}; \quad (1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0; \quad \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho; \quad \mathbf{H} = \mathbf{v} \cdot \mathbf{B}; \quad \mathbf{D} = \varepsilon \cdot \mathbf{E}; \quad \boldsymbol{\delta} = \gamma \cdot \mathbf{E}$$

де \mathbf{H} , \mathbf{E} – вектори напруженостей магнетного й електричного поля, \mathbf{B} , \mathbf{D} – вектори магнетної й електричної індукції; $\boldsymbol{\delta}$ – вектор густини струму провідності; ρ – об'ємна густина ладунку; γ , \mathbf{v} , ε – електропровідність, релактивність і електрична проникність середовища, ∇ – оператор набла, t – час.

У зв'язку з трудностю визначення крайових умов розрахункові рівняння (1) записують стосовно одного з векторів \mathbf{H} , або \mathbf{E} , найчастіше \mathbf{H} , бо для \mathbf{E} знайти названі умови вдається в рідкісних випадках.

Якщо з (1) виключити всі вектори крім \mathbf{H} , то одержимо згадані рівняння вектора напружености магнетного поля

$$\frac{\varepsilon}{\mathbf{v}} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{\mathbf{v}} \cdot \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\nabla \times \nabla \times \mathbf{H}. \quad (2)$$

Якщо з (1) виключити усі вектори крім \mathbf{E} , то одержимо згадані рівняння вектора напружености електричного поля

$$\frac{\varepsilon}{\mathbf{v}} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{\mathbf{v}} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = -\nabla \times \nabla \times \mathbf{E}. \quad (3)$$

Нам невідомі обмеження, що накладаються на просторово-часовий розподіл векторного \mathbf{A} і скалярного ϕ потенціалів, як, наприклад,

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (4)$$

для вектора індукції магнетного поля. Обмеження на кшталт калібровки поля не розв'язують проблеми. Єдине, що про вектор \mathbf{A} можна сказати з впевненістю, так це те, що він є фізичною субстанцією [2], а вектори поля є його похідними. Що ж до скаляра ϕ , то в просторі вихрового поля йому ніхто не наважиться надати фізичного змісту.

Основні вектори поля знаходимо за просторово-часовим розподілом потенціалів

$$\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}; \quad \partial \mathbf{A} / \partial t = -\mathbf{E} - \nabla \phi. \quad (5)$$

До першого виразу (5) приходимо безпосередньо з (4), оскільки той перетворює його в тотожність. До другого виразу (5) приходимо в результаті підстановки $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ в друге рівняння Максвелла (1)

$$\nabla \times (\mathbf{E} + \partial \mathbf{A} / \partial t) = 0. \quad (6)$$

Підроторний вираз у (6) визначається з точністю до градієнта деякої скалярної функції $\nabla \varphi$, яка й одержала назву скалярного потенціалу. Але, оскільки це не є суворо визначена функція, то довелося накласти деяку довільну додаткову умову на співвідношення між обома потенціалами, названу калібрувкою поля. Її, як було сказано вище, вибирають з умови максимального спрощення основних рівнянь поля й обов'язкової незмінності вимірних величин. Калібровка Лоренца, скориставшись перетвореннями векторного аналізу

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{F} = \nabla^2 \mathbf{F} - \nabla (\nabla \cdot \mathbf{F}), \quad (7)$$

уможливило роторні операції замінити лапласіаном.

Так, підставляючи (5) у (1), за умови (7) одержуємо добре відомі рівняння у потенціалах електромагнетного поля

$$\frac{\varepsilon}{v} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{v} \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \nabla^2 \mathbf{A}; \quad \frac{\varepsilon}{v} \cdot \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{v} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \nabla^2 \varphi. \quad (8)$$

Ці рівняння вражають своєю гармонією і красою. Отож, калібровка Лоренца, що надала цим рівнянням такої завершеності, виглядає так

$$\frac{\gamma}{v} \cdot \varphi + \frac{\varepsilon}{v} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \nabla \cdot \mathbf{A} = 0. \quad (9)$$

Але вона виявилася непридатною для нелінійних середовищ, а в лінійних приводить до збільшення кількості диференціальних рівнянь (потрібних для обчислення φ). Тож у загальному випадку доцільно прийняти калібровку для нелінійних середовищ $\nabla \varphi = 0$, або ще простіше

$$\varphi = 0. \quad (10)$$

Саме такою її прийнято в [1], виходячи з найпростішого вигляду рівнянь електромагнетного поля в нелінійних середовищах. Практика комп'ютерної симуляції квазістационарних електромагнетних полів переконливо довела, що без скалярного потенціалу можна обійтися в усіх без винятку випадках. Але це не означає, що в окремих задачах, наприклад, електростатики, він не може спрощувати розрахунки.

Згідно з (10) вирази (5) будуть

$$\partial \mathbf{A} / \partial t = -\mathbf{E}; \quad \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}. \quad (11)$$

За умови (11) рівняння (8) спрощуються і набувають не менш естетичного вигляду

$$\frac{\varepsilon}{v} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{v} \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} \quad (12)$$

Порівнюючи між собою вирази (2), (3), (12), бачимо, що вони повністю ідентичні, тому ми запишемо їх у загальному вигляді стосовно деякого абстрактного вектора \mathbf{U}

$$\frac{\varepsilon}{v} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{U}}{\partial t^2} + \frac{\gamma}{v} \cdot \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial t} = -\nabla \times \nabla \times \mathbf{U}, \quad (13)$$

де $\mathbf{U} = \mathbf{H}, \mathbf{E}, \mathbf{A}$.

Можна було б піддатися спокусі шукати для вектора \mathbf{U} фізичне трактування, але така уніфікація не завжди має місце, наприклад, у нелінійних ізотропних, а відтак анізотропних середовищах.

Рівняння (13) вважатимемо основним розрахунковим рівнянням електромагнетного поля в нерухомому лінійному ізотропному середовищі. Його оживляємо стосовно того чи іншого вектора, виходячи з таких міркувань:

- з кількості просторових компонентів того чи іншого вектора в даній системі координат;
- зі способу одержання крайових умов (першого, другого чи третього роду).

Рівняння (13) легко адаптувати на випадок рухомого середовища [3]

$$\varepsilon \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{U}}{\partial t^2} + \gamma \cdot \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial t} = -v \nabla \times \nabla \times \mathbf{U} - \gamma (\mathbf{v} \cdot \nabla) \mathbf{U} - \varepsilon \cdot ((\mathbf{a} \cdot \nabla) \cdot \mathbf{U} - (\ddot{\mathbf{v}} \cdot \ddot{\mathbf{v}}) \cdot \mathbf{U}) \quad (14)$$

де \mathbf{v}, \mathbf{a} – вектори швидкостей і прискорень. Але перше рівняння (11) у цьому разі ускладниться

$$\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\mathbf{E} - (\mathbf{v} \cdot \nabla) \mathbf{A}. \quad (15)$$

Щоб можна було записати (14) у символах операторів векторного аналізу, як це було зроблено в попередніх випадках, нам довелося взяти сміливість ввести в розгляд деякий вектор $\ddot{\mathbf{S}}$ щодо реального вектора \mathbf{S} і деякий оператор $\ddot{\nabla}$ щодо відомого оператора ∇ [3]

$$\begin{aligned} \ddot{\mathbf{S}} &= \mathbf{x}_0 \cdot S_x^2 + \mathbf{y}_0 \cdot S_y^2 + \mathbf{z}_0 \cdot S_z^2; \\ \ddot{\nabla} &= \mathbf{x}_0 \cdot \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \mathbf{y}_0 \cdot \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \mathbf{z}_0 \cdot \frac{\partial^2}{\partial z^2} \end{aligned} \quad (16)$$

оскільки відповідних засобів векторного аналізу на цей випадок немає.

Диференціальне рівняння (14) описує один з найскладніших електромагнетних процесів, що відбуваються в лінійному ізотропному рухомому суцільному середовищі.

Запишемо (12) у загальному вигляді на випадок нелінійного анізотропного середовища [1]

$$\Xi^{\partial} \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} + \Gamma \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{N} \nabla \times \mathbf{A} \quad (17)$$

де $\mathbf{N}, \Xi^{\partial}, \Gamma$ – матриці статичних релактивностей, диференціальних електричних проникностей і статичних електричних провідностей.

На підставі (17) у квазістационарному наближенні нами розв'язано цілу низку складних задач електродинаміки, наприклад, [4].

Як бачимо, права частина рівняння (17) не вписується в ліву частину співвідношення (7) із-за наявності в міжроторних операціях матриці статичних релактивностей \mathbf{N} . Отже калібровка (9) губить сенс.

А тепер власне перейдемо до обґрунтування калібровки (10).

Перш ніж розглядати фізичний аспект проблеми, наведемо дві важливі теореми векторного аналізу.

Теорема 1. *Безвихрове векторне поле \mathbf{F} ($\nabla \times \mathbf{F} = 0$) в області V є таким тоді і тільки тоді, коли \mathbf{F} є градієнтом ($\nabla\psi$) деякої скалярної функції ψ у кожній точці області V .*

Теорема 2. *Векторне поле \mathbf{F} називається соленоїдальним в області V , якщо в кожній точці області $\nabla \cdot \mathbf{F} = 0$. Векторне поле є соленоїдальним тоді і тільки тоді, коли \mathbf{F} є ротором $\nabla \times \mathbf{A}$ деякої векторної функції \mathbf{A} , яка називається векторним потенціалом поля \mathbf{F} .*

Перша теорема дає нам право в безвихрових електромагнетних полях з успіхом користуватися поняттям скалярного потенціалу. Там, де $\nabla \times \mathbf{E} = 0$ таким є електричний скалярний потенціал φ

$$\mathbf{E} = -\nabla\varphi, \quad (18)$$

а там, де $\nabla \times \mathbf{H} = 0$, таким є магнетний скалярний потенціал φ_m

$$\mathbf{H} = -\nabla\varphi_m. \quad (19)$$

Друга теорема дає нам право в соленоїдальному полі вектора \mathbf{B} ($\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$) скористатися векторним потенціалом \mathbf{A}

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad (20)$$

а в соленоїдальному полі вектора δ ($\nabla \cdot \delta = 0$) можемо скористатися іншим векторним потенціалом – вектором напруженості магнетного поля \mathbf{H}

$$\delta = \nabla \times \mathbf{H} \quad (21)$$

Вихрове поле вектора \mathbf{E} в загальному випадку несоленоїдальне, тому розв'язок для нього не підлягає ні під першу, ні під другу теорему. Але ми його вже маємо у вигляді (5), або (11). Ми відстоюємо (11). А робимо це з таких міркувань.

1. З простору вихрових полів скалярний магнетний потенціал φ_m витиснутий цілком. Хоча його завжди можна туди повернути. А зробити це можна подібно до (6), як це мало місце з електричним \mathbf{E} . Оскільки поле вектора \mathbf{D} тепер соленоїдальне ($\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$), то згідно з другою теоремою можемо записати

$$\mathbf{D} = \nabla \times \mathbf{R}, \quad (22)$$

де \mathbf{R} – деякий вектор.

За умови (22) перше рівняння Максвелла у пустоті набуває вигляду

$$\nabla \times (\mathbf{H} - \partial \mathbf{R} / \partial t) = 0. \quad (23)$$

Звідки

$$\mathbf{H} = \partial \mathbf{R} / \partial t - \nabla \varphi_m. \quad (24)$$

2. Підставляючи (5) у перше рівняння Максвелла (1), одержимо

$$\varepsilon \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} + \gamma \cdot \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\nu \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} - \left(\gamma \cdot \nabla \varphi + \varepsilon \cdot \frac{\partial}{\partial t} \cdot \nabla \varphi \right). \quad (25)$$

Якщо тепер здійснити розв'язку рівнянь векторно-го і скалярного потенціалів, як це зробив Лоренц, то мусимо прийняти

$$\frac{\partial}{\partial t} \nabla \varphi + \frac{\gamma}{\varepsilon} \nabla \varphi = 0. \quad (26)$$

У квазістаціонарному наближенні $\nabla \varphi = 0$ перетворює (26) у тотожність. А в загальному випадку його треба проінтегрувати за часом

$$\nabla \varphi = \nabla \varphi(0) \cdot \exp\left(-\frac{\gamma}{\varepsilon} \cdot t\right). \quad (27)$$

За реальних значень ε і γ функція (27) загасає миттєво і ми знову приходимо до попереднього результату – $\nabla \varphi = 0$. У діелектричному середовищі ($\gamma = 0$) одержуємо, що $\nabla \varphi = \text{const}$. Але немає підстав вважати, що діелектричне середовище, на відміну від діелектрично-провідного, згенерує цей градієнт. Тому логічно знову повернутися до попередньої умови, що $\nabla \varphi = 0$.

3. А тепер про чисто практичний підхід.

Нам не відомо ні одної практичної задачі з області комп'ютерної симуляції, де б хтось наважився інтегрувати зайві рівняння скалярного потенціалу сумісно з рівняннями векторного потенціалу.

Нам не відомо ні одної практичної задачі, де б не можна було обійтися без скалярного потенціалу φ . А от таких, де тільки ним можна обійтися, окрім електростатики, немає. Покажемо це на двох найпростіших прикладах.

Розглянемо крайову задачу для диференціальних рівнянь векторного потенціалу в круглому провіднику, по якому протікає постійний струм $i = I = \text{const}$. У циліндричних координатах за умови $\mathbf{A} = \mathbf{z}_0 A$ де z – аксіальна координата, рівняння (12) у квазістаціонарному наближенні разом з крайовою умовою буде

$$\frac{\partial A}{\partial t} = \frac{\nu}{\gamma} \cdot \left(\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial r} \right); \quad -\frac{\partial A}{\partial r} \Big|_{r=R} = \frac{i}{2\pi \cdot \nu \cdot R}, \quad (28)$$

де R – радіус провідника.

Розв'язок цього рівняння має вигляд

$$A = \frac{i}{\pi \cdot R^2} \cdot \left(\frac{r^2}{4\nu} - \frac{t}{\gamma} \right) \quad (29)$$

Застосувавши (11) до (29), одержимо очевидні результати

$$B = \frac{i}{2\pi \cdot \nu \cdot R^2}; \quad E = -\frac{i}{\pi \cdot \gamma \cdot R^2}. \quad (30)$$

Скалярний потенціал φ знаходимо на підставі (18), (30)

$$\varphi = \frac{i \cdot r}{\pi \cdot \gamma \cdot R^2}. \quad (31)$$

Але рівняння (8) на цей випадок ми записати не можемо, бо потенціал (31) взагалі позбавлений других просторових похідних.

А тепер вступимо до святині скалярного потенціалу – розглянемо сферично симетричне поле нерухомого точкового ладунку q .

Розв'язавши відповідну систему рівнянь

$$\nabla^2 \varphi = 0; \quad E = -\nabla \varphi, \quad (32)$$

знайдемо

$$\varphi = \frac{q}{4\pi \cdot \varepsilon \cdot r}; \quad E = \frac{q}{4\pi \cdot \varepsilon \cdot r^2}. \quad (33)$$

Тепер постає резонне запитання, чи можна одержати вираз для E , обминаючи поняття потенціалу φ ? Так. Для цього можна скористатися постулатом Максвелла (1)

$$\nabla \cdot \varepsilon \cdot \mathbf{E} = \rho. \quad (34)$$

Результат буде тим же. Але тепер прийдеться в загальному випадку розв'язати три скалярні рівняння вектора \mathbf{E} замість одного для скаляра φ . Ось у чому перевага поняття електростатичного скалярного потенціалу. І тільки. Поза електростатикою він тільки приводить до ускладнення задачі. А чи можна на випадок електростатики записати рівняння векторного потенціалу? – Так. Підставляючи (11) у (34) за умови, що \mathbf{E} не залежить від t матимемо рівняння

$$\nabla \cdot \varepsilon \cdot (\mathbf{A}/t) = \rho. \quad (35)$$

Його корінь у нашому випадку (за умови $\rho = 0$)

$$\mathbf{A} = -\frac{q \cdot t}{4\pi \cdot \varepsilon \cdot r}. \quad (36)$$

Таким чином, векторний потенціал здатен взяти на себе функції скалярного навіть у електростатиці, а поза нею тим більше. Звичайно на практиці ніхто не буде користуватися рівнянням (35), бо є простіше (34).

4. Щоб глибше проникнути в проблему, звернемося до деяких положень квантової електродинаміки, де вектор \mathbf{A} вперше здобув статус фізичного вектора. Це сталося в 1956 р. завдяки унікальному дослідженню американців Бома й Аронова по відхиленню електронів у зовнішньому полі вектора \mathbf{A} тонкого соленоїда, де задалегідь відсутнє поле вектора \mathbf{B} . Відтоді поля векторів \mathbf{H} , \mathbf{V} і \mathbf{E} , \mathbf{D} розглядаються всього-на-всього його похідними, просторовими і часовими. Мало того, квантова електродинаміка будується на потенціалах. Спроби привнести туди вектори закінчилися, як відомо, невдачею.

Потенціали електромагнетного поля були привнесені у хвильове (в нерелятивістському наближенні і без спіна) рівняння Шредингера для вільної частинки. Якщо наладована частинка масою m і ладунком q рухатиметься в електромагнетному полі, то це рівняння набуває вигляду [2]

$$-\frac{\hbar}{i} \cdot \frac{\partial \psi}{\partial t} = \frac{1}{2m} \cdot \left(\frac{\hbar}{i} \nabla - q \cdot \mathbf{A} \right) \cdot \left(\frac{\hbar}{i} \nabla - q \cdot \mathbf{A} \right) \cdot \psi - q \cdot \varphi \cdot \psi, \quad (37)$$

де ψ - хвильова функція; \hbar – стала Планка; i – уявне число; $q \cdot \mathbf{A}$ – потенціальна енергія; її при потребі можна виразити і через похідні вектора \mathbf{A} . Цікаво, що в переважній більшості важливих випадків скалярний потенціал випадає з рівнянь сам по собі. Так, для рівняння Шредингера окремої частинки важливим є імовірність її в деякому місці. Ця імовірність визначається квадратом абсолютної величини хвильової функції. Так ось у густині імовірності потенціал φ вже відсутній. Не спостерігаємо його і в динамічному імпульсі частинки $p = m \cdot \mathbf{V} + q \cdot \mathbf{A}$ і т.п. Існує рівняння для фотонної хви-

льової функції. І найцікавіше те, що воно збігається з рівняннями Максвелла для електромагнетного поля, а хвильова функція виявляється звичайним векторним потенціалом \mathbf{A} .

ВИСНОВКИ

1. Векторний потенціал на сьогодні є фундаментальним фізичним вектором електромагнетного поля, який при потребі самотужки описує фізичний процес. Скалярні потенціали, електричний і магнетний, є лише зручними засобами опису статичних полів.

2. Фундаментальність вектора \mathbf{A} підтверджується ще й тим, що тільки його рівняння в складних випадках (анізотропії, нелінійності, просторової багатовимірності) є найпростіші (див (14)).

3. Калібровка Лоренца справедлива лише для лінійних ізотропних середовищ. Єдина калібровка, яка спрощує рівняння електромагнетного поля нелінійних середовищ, є та, що виключає з розгляду скалярний електричний потенціал, вона заодно максимально спрощує аналіз.

Одержані результати проливають світло на багато питань теорії електромагнетного поля в нелінійних провідних, діелектричних і напівпровідних середовищах, але про це йтиметься мова в іншій публікації.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Чабан В. Методи нелінійної електротехніки. – Львів: Вища школа, 1990, 168 с.
- [2] Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике, т. 6. – Москва: Мир, 1977, 350 с. і т. 8, 9, 524 с.
- [3] Чабан В. Електродинаміка рухомих середовищ. – Технічні вісті, 2003/1(16), 2(17), с. 33-36.
- [4] Чабан В.Й., Ковивчак Я.В. Полевая математическая модель турбогенератора в режиме холостого хода в фазных координатах. – Электричество, 2003, № 7, с. 53-57.

Надійшла 13.01.2004

БАЛАНС ЭНЕРГИИ В ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧНОМ ЛИНЕЙНОМ ИНДУКЦИОННОМ УСКОРИТЕЛЕ

Гурин А.Г., д.т.н., проф., Ложкин Р.С.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электроизоляционной и кабельной техники"

тел. (0572) 70-76-663, E-mail: AGurin@kpi.kharkov.ua

В статті наведено головні аналітичні формули для розрахунку балансу енергії в високоенергетичному лінійному індукційному прискорювачі (ЛІП) великої середньої потужності, призначеному для промислових цілей. Показано взаємозв'язок поміж енергетичними, електричними і конструкційними параметрами прискорювальної та супровідної систем ЛІП.

В статье приведены основные аналитические выражения для расчета баланса энергии в высокоэнергетичном линейном индукционном ускорителе (ЛИУ) большой средней мощности, предназначенном для промышленных целей. Показана взаимосвязь между энергетическими, электрическими и конструкционными параметрами ускоряющей и сопровождающей систем ЛИУ.

ВВЕДЕНИЕ

Линейные индукционные ускорители в настоящее время находят всё более широкое применение в различных областях промышленности. Наибольший интерес приобретают те технологические применения, в которых пучок электронов выводят из вакуума в обрабатываемую среду. Это: стерилизация медицинских изделий, создание вакцин, очистка выбросных газов, очистка воды (пучково-озонная технология), и многие другие. Для большинства технологических применений требуемая энергия пучка не превышает 10 МэВ, а требуемая средняя мощность лежит в диапазоне от нескольких десятков киловатт до 1 МВт и более. Преимуществом ЛИУ перед другими типами ускорителей является возможность генерации пучков с наибольшей средней мощностью (от 200 кВт до 1 МВт и более) при относительно невысокой энергии ускоренных частиц, не приводящей к возникновению наведенной радиации (не более $6 \div 10$ МэВ, в зависимости от свойств материала выпускных окон). Задача создания ЛИУ большой средней мощности особенно актуальна для пучково-озонной очистки воды, потребляемой крупными населенными пунктами. Например, для обеззараживания коммунальных стоков такого города, как Харьков ($500000 \text{ м}^3/\text{сут}$) дозой $1,2 \text{ кГр}$ [1], требуемая средняя мощность электронного пучка составляет 6,95 МВт. Пучково-озонная технология очистки воды является наиболее универсальным и экологически безопасным средством обеззараживания воды от патогенных микроорганизмов и синтетических высокомолекулярных веществ по сравнению с хлорированием, так как хлорирование ведёт к образованию широкого спектра канцерогенных хлорорганических веществ, пагубно влияющих на человека и фауну. Во многих странах мира в настоящее время проводятся многочисленные исследования по применению электронных пучков для различных экологических целей.

До настоящего времени большинство линейных индукционных ускорителей создавалось для чисто

экспериментальных целей. Эти ускорители имели небольшую среднюю мощность (несколько десятков киловатт), невысокий общий КПД и не были рассчитаны на длительный режим бесперебойной работы. Поэтому в литературе описание энергетических процессов, происходящих в ЛИУ, имеет разрозненный характер, и не полное.

Для создания ЛИУ большой мощности с длительным режимом непрерывной работы нужно знать о всех возможных потерях энергии в процессе эксплуатации. Это необходимо для правильного расчета тепловой устойчивости секций ЛИУ, а также позволяет выявить пути удешевления конструкции и повышения общего КПД ускорителя.

КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ЛИУ

Компоновочная схема промышленного варианта ЛИУ представлена на рис. 1. Принцип действия ЛИУ аналогичен принципу действия импульсного трансформатора. Его силовой частью является индукционная система, состоящая из набора индукторов, каждый из которых имеет изолированный ферромагнитный сердечник и виток намагничивания (первичный виток). Индукционную систему охватывает вторичный контур, состоящий из ускоряющих электродов и корпуса ускорителя. Металлический корпус ускорителя выполняет роль токопровода и экрана, ограничивающего область действия вихревого электрического поля. Индуцированное во вторичном контуре напряжение обеих полусекций суммируется на ускоряющем зазоре и осуществляет ускорение заряженных частиц, двигающихся в ускорительном тракте вдоль оси системы. При этом потенциалы на ускоряющих электродах равны по модулю и противоположны по знаку. Ускоряющее напряжение каждой полусекции U_n прикладывается к размещенной в ней дроссельной катушке, уложенной вдоль вакуумного изолятора. Дроссель предназначен для пропуска

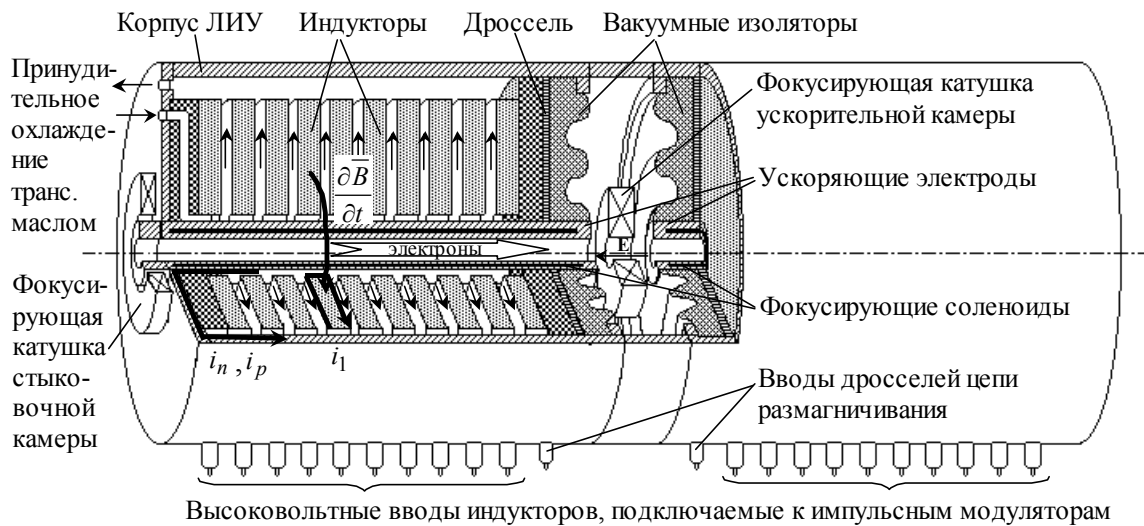


Рис. 1. Упрощенная компоновочная схема секции ЛИУ.

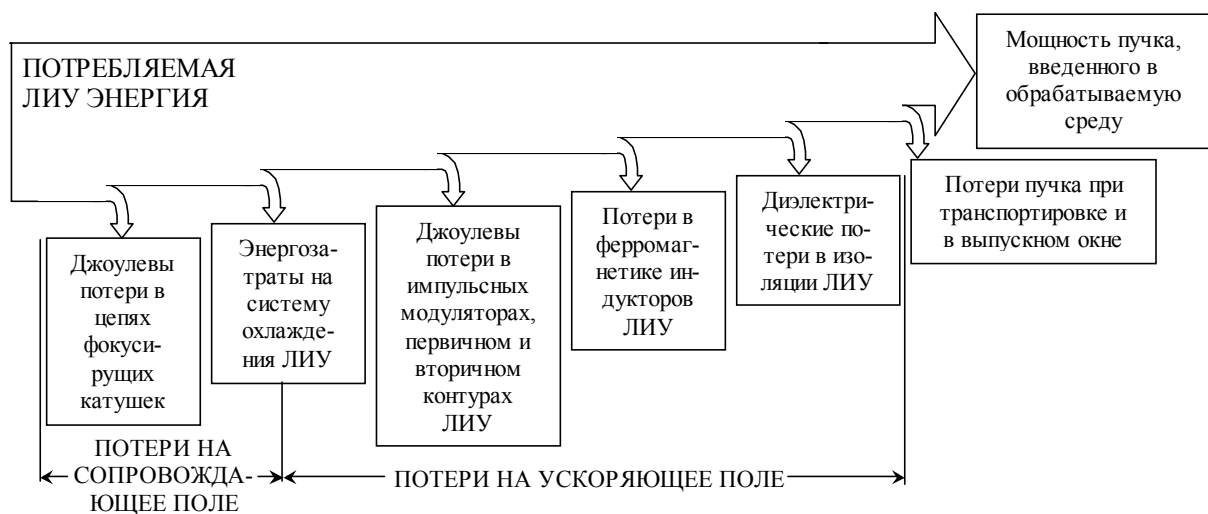


Рис. 2. Классификация потерь в ЛИУ.

постоянного размагничивающего тока i_p во вторичный контур ЛИУ, возвращающего в отрицательное насыщение ферромагнетика индукторов в паузе между ускоряющими импульсами, и для ограничения броска тока от приложенного ускоряющего напряжения. Значение $i_p \ll i_1$, так как ЛИУ работает в микросекундном диапазоне с большой глубиной скважности ускоряющих импульсов. Конструкция катушки предусматривает наиболее равномерное распределение потенциалов по вакуумному изолятору, что повышает значение напряжения перекрытия. Для транспортировки пучка в ускорительном тракте создается постоянное и однородное продольное магнитное поле фокусирующими катушками. Для отвода тепла, выделяемого в секции, предусмотрено принудительное охлаждение трансформаторным маслом. Обмотка фокусирующей катушки ускорительной камеры может быть изготовлена из полый медной шинки для охлаждения её продуваемым воздухом, так как в вакууме конвективный теплообмен отсутствует. Количество ускоряющих секций определяется требуемой мощностью и энергией пучка на выходе ускорителя.

РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ПОТЕРЬ В ПОЛУСЕКЦИИ ЛИУ

На рис. 2 представлена структурная схема, поясняющая основные виды потерь в ЛИУ. Рассмотрим более подробно наиболее существенные виды потерь, происходящих в ускоряющей полусекции ЛИУ.

При разработке конструкции ЛИУ исходными параметрами являются рабочий импульсный ток пучка I_n кА, и его энергия $eU = 2eU_n$ МэВ на входе в канал электрода после прохождения первого ускоряющего зазора. Значение I_n ограничено значением предельного тока пучка, который можно транспортировать в металлической трубе [3]:

$$I_{\text{макс}} = 17 \frac{(\gamma^{2/3} - 1)^{3/2}}{1 + 2 \ln(b/a)} \text{ кА}; \quad \gamma = 1 + eU / (mc^2), \quad (1)$$

где mc^2 – энергия покоя частицы, МэВ; a и b – радиусы пучка и канала электрода (в см). Для удержания пучка в трубе длинным соленоидом создается магнитное поле, определяемое из условия:

$$aB \geq 0,12(\gamma I_n)^{1/2} \quad (2)$$

где B – магнитная индукция, в Тл. Вдали от торцов длинного соленоида $B = \mu_0 I_c n$, где I_c – ток соленоида, А; n – количество витков на 1 м длины. **Потери в соленоиде** при этом составят

$$P_c = I_c^2 \cdot \rho \frac{\pi b_c}{50S} nl \text{ Вт}; \quad (3)$$

где ρ – удельное сопротивление, Ом·м; S – сечение провода, м²; l – длина соленоида, м; $b_c = b + \Delta b$ – радиус соленоида, см; Δb обусловлено толщиной стенки трубы, толщиной изоляции соленоида, и т. д.. При определении B из (2) радиус a принимают меньшим b , но с учетом ограничения, накладываемого выражением (1). Из выражения (2) и (3) следует, что увеличение a при $b/a = const$ практически пропорционально снижает потери в соленоиде за счет снижения требуемого значения B , так как это снижает значение I_c .

Потери в ферромагнитной системе на рабочем цикле. Согласно теории импульсного перемагничивания [3], потери в ферромагнитной ленте при воздействии импульса магнитного поля $H(t) = i(t)/(2\pi r)$, определяются выражением:

$$w(r) = 4\pi r B_s b \delta \int_0^{T_n} H(t) \frac{d\lambda}{dt} dt \text{ Дж}; \quad (4)$$

где T_n – время полного перемагничивания в течение рабочего цикла, с; $i(t) = i_1(t) - i_n(t) - i_p$ – функция перемагничивающего импульса тока (ток пучка $i_n(t)$ и размагничивающий ток i_p оказывает размагничивающее действие по отношению к току импульсного модулятора $i_1(t)$); b – ширина ленты, м; δ – её толщина, м; r – радиус ленты, м; B_s – индукция насыщения, Тл.

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{H(t) - H_0}{\sqrt{S_{\omega 0}^2 + 4S_{\omega e} \left(\int_0^t H(\tau) d\tau - H_0 t \right)}}. \quad (5)$$

Здесь $S_{\omega 0}$ и $S_{\omega e} = (1/4)\sigma\delta^2 B_s$ – коэффициенты переключения, учитывающие магнитную вязкость и вихревые токи, Кл/м; σ – удельная проводимость ферромагнетика, 1/(Ом·м); H_0 – поле старта, А/м. Следует отметить, что при меньшем значении r и неизменном H меньше и потери на перемагничивание. Отсюда следует вывод, что уменьшение радиальных размеров сердечников способствует снижению потерь. Мощность потерь во всей ферромагнитной системе полусекции составляет:

$$P_{\phi p} = f \cdot N \cdot \sum_{k=0}^{(R_2 - R_1)K_3 / \delta} w(r = R_1 + k\delta / K_3) \text{ Вт}; \quad (6)$$

где R_1 и R_2 – внутренний и внешний радиусы сердечников, м; K_3 – коэффициент заполнения; N – количество индукторов; f – частота посылок, Гц.

Потери в изоляции. В осесимметричной конст-

рукции ЛИУ в течение рабочего импульса действует вихревое электрическое поле, описываемое II уравнением Максвелла, которое наводит напряжение $u_{эл}$ между металлическими элементами конструкции (в масляных зазорах между индукторами, в изоляции сердечников; между ускоряющим электродом и индукторами; в вакуумном изоляторе). С учетом (5):

$$\frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} = -2B_s \frac{\partial \lambda}{\partial t}; \quad u_{эл} = \int_L \bar{E} d\bar{l}, \quad (7)$$

где L – путь по металлу, соединяющем разные элементы. После нахождения функции $u_{эл}(t)$ и разложения её (или более простой функции, близкой по форме, с учетом частоты посылок) в ряд Фурье, мощность диэлектрических потерь можно определить как:

$$P_{из.эл.} = \sum_{k=1}^{\infty} \omega_k C_k U_k^2 tg\delta_k, \text{ Вт}$$

Значение мощности, потребляемой полусекцией, можно представить суммой мощностей:

$$P = P_c + P_{\phi p} + P_{\phi o} + P_{из} + P_{акт} + P_n,$$

где $P_{\phi o}$ – потери в ферромагнетике на обратном цикле ($P_{\phi o} \ll P_{\phi p}$); $P_{из}$ – суммарные потери в изоляции; $P_{акт}$ – джоулевы потери в первичном и вторичном контурах ЛИУ; P_n – мощность, переданная пучку.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье рассмотрены основные виды потерь в полусекции ЛИУ. Исходя из изложенного материала видно, что создание оптимальной конструкции ускорителя с максимальным КПД возможно только при комплексном подходе к выбору параметров, учитывающем взаимосвязь ускоряющей и сопро-вождающей систем ЛИУ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бабич Є.М., Гладков В.С., Корнілов Є.О. та ін. Екологічно чиста та економічна пучково-озонна технологія стерилізації та очистки питної води та стічних вод. \ Еко-технології і ресурсо-збереження. 2001, № 6, с. 40-43.
- [2] Абрамян Е.А., Альтеркоп Б.А., Кулешов Г.Д.. Интенсивные электронные пучки. Физика. Техника. Применение. М.: Энергоатомиздат, 1984. с. 25-27.
- [3] Гурин А.Г., Ложкин Р. С.. Определение потерь в витых тороидальных сердечниках при импульсном перемагничивании. \ Вестник НТУ "ХПИ", Вып. 7, "Электроэнергетика и преобразовательная техника", Харьков 2004, с.73-76.

Поступила 14.10.2004

ПРИБОР ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Вороновский Г.К., д.т.н., Орловский И.В., Заратуйко А.В.

ОАО "Харьковская ТЭЦ 5"

Украина, 62371, Харьковская обл., Дергачевский р-н, пос. Подворки

тел. (0572) 20-50-50, факс (0572) 12-48-98

У статті розглядаються основні вимоги до приладу для визначення похибки лічильників електроенергії, принцип його функціонування і алгоритм вимірювання потужності. Прилад може застосовуватися для перевірки індукційних і електронних лічильників електроенергії при використанні як зразковий електронний лічильник електроенергії.

В статье рассматриваются основные требования к прибору для определения погрешности счетчиков электроэнергии, принцип его функционирования и алгоритм измерения мощности. Прибор может применяться для проверки индукционных и электронных счетчиков электроэнергии при использовании в качестве образцового электронного счетчика электроэнергии.

ОБОСНОВАНИЕ РАЗРАБОТКИ

Одной из важнейших задач электроэнергетики в настоящее время является уменьшение технических и коммерческих потерь электроэнергии на всех этапах ее производства, передачи, распределения и потребления. Эта задача не может быть эффективно решена без улучшения достоверности и точности учета на всех этих этапах ее производства и потребления.

Увеличение достоверности и точности учета выработки и потребления электроэнергии в настоящее время обеспечивается заменой индукционных счетчиков на более точные электронные, охватом учетом большего числа электроприемников на электростанциях, подстанциях и у потребителей, внедрением на крупных предприятиях Автоматизированная система коммутации коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ) и систем АСУ электропотреблением.

Наряду с этими мероприятиями необходимо осуществлять регулярный контроль за работой большого количества приборов учета для своевременного выявления вышедших из строя и не соответствующих классу точности счетчиков электроэнергии.

Проверка счетчиков электроэнергии проводится на стационарных лабораторных установках в цехах по ремонту счетчиков Облэнерго или на месте их установки, при текущем значении мощности контролируемой сети.

Для предварительного контроля правильности работы большого количества счетчиков технического и коммерческого учета на электростанциях, подстанциях и у крупных промышленных предприятий совсем не обязательно покупать дорогостоящие образцовые переносные счетчики. Достаточно иметь несколько относительно недорогих, тщательно отрегулированных и поверенных промышленных счетчиков класса точности 0,5 или 1,0 с импульсным выходом и использовать их в качестве образцовых. Но для этого необходимо еще устройство, которое позволяло бы определять погрешность поверяемого счетчика электроэнергии (ПСЭ) по отношению к "образцовому". Кавычки здесь указывают на относительную условность названия образцовый, поскольку для проверки может использоваться поверенный электронный счетчик даже одного типа с поверяемым. Для увеличения точности проверки желательно иметь данные протокола предварительной проверки счетчика, используемого в качестве "образцового". В дальнейшем будем под термином образцовый счетчик (ОСЭ) подразумевать любой, используемый для проверки счетчик, и кавычки будем опускать.

Целью настоящей работы являлось разработка прибора для определения погрешности счетчиков электроэнергии.

Ниже описывается разработанный на кафедре "Электрических станций" НТУ "ХПИ" прибор - приставка для определения погрешностей счетчиков электроэнергии (ПОПСЭ) как индукционных, так и электронных. Прибор реализует способ, основанный на модулировании сигналов счетчиков электроэнергии импульсами высокой частоты (порядка единиц МГц) и подсчете этих импульсов, что позволяет повысить точность измерения времени и, в конечном итоге, повысить точность учета электрической энергии.

ТРЕБОВАНИЯ К ПРИБОРУ И ПРИНЦИП ЕГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Ниже сформулированы требования к ПОПСЭ:

— прибор должен воспринимать и подсчитывать выходные импульсы ОСЭ;

— прибор должен воспринимать и подсчитывать выходные импульсы ПСЭ, имеющих импульсный выход, (например, индукционных счетчиков с встроеной приставкой Е870, Е8043 или др.) или же должен обеспечивать фиксацию числа оборотов диска индукционного счетчика в режиме ручного пуска и останова.

Должна быть предусмотрена возможность ввода, индикации и хранения, следующих параметров:

- передаточного числа ОСЭ (имп/кВт·ч);
- передаточного числа ПСЭ (имп/кВт·ч или обороты/кВт·ч);
- числа периодов (оборотов) ПСЭ, за время которых проводится проверка;
- должна быть предусмотрена возможность измерения и индикации мощности контролируемой сети по показаниям ОСЭ.
- прибор должен вычислять и индексировать погрешность поверяемого счетчика.

Принцип работы ПОПСЭ заключается в подсчете числа периодов выходной частоты ОСЭ в заданном числе периодов ПСЭ, и определении по известным значениям передаточных чисел ОСЭ и ПСЭ погрешности.

ПСЭ вычисляется по формуле

$$d = \frac{\mathcal{E}_{нов} - \mathcal{E}_{обр}}{\mathcal{E}_{обр}} 100\% = \left(\frac{n_{нов} \mathcal{A}_{обр}}{n_{обр} \mathcal{A}_{нов}} - 1 \right) 100\%, \quad (1)$$

где $\mathcal{E}_{нов}$ - энергия, отсчитанная ПСЭ; $\mathcal{E}_{обр}$ - энергия, отсчитанная ОСЭ; $n_{нов}$ - число заданных периодов выходных импульсов (оборотов) ПСЭ; $n_{обр}$ - число сосчитанных периодов выходной частоты ОСЭ; $\mathcal{A}_{нов}$ - передаточное число ПСЭ имп/кВт·ч или об/кВт·ч; $\mathcal{A}_{обр}$ - передаточное число ОСЭ имп/кВт·ч.

Для получения достаточной точности и умень-

шении времени проведения поверки нужно, чтобы выходная частота "образцового" счетчика была значительно выше выходной частоты или скорости вращения диска (об/с) ПСЭ. Так, например, для получения погрешности измерения не превышающей 0,01% (без учета собственной погрешности ОСЭ) необходимо, чтобы в заданном числе периодов ПСЭ укладывалось не менее $2/0,01 \cdot 10^2 = 20000$ периодов ОСЭ. Тут двойка в числителе обусловлена тем, что максимальная погрешность при заполнении интервалов при нестабильной мощности в сети может достигать в пределе 2-х периодов заполняющей частоты ОСЭ. Эта величина и определяет необходимое время для проведения поверки при данной мощности контролируемой сети.

Число периодов ПСЭ, обеспечивающее заданную точность, можно определить, округляя результат до ближайшего целого числа, по формуле

$$n_{нов} = 2 \cdot 10^2 \frac{A_{нов}}{\gamma \cdot A_{обр}}, \quad (2)$$

где γ - заданная погрешность измерения в процентах.

Время проведения поверки при текущей мощности сети определится по формуле

$$t_{II} = n_{нов} T_{нов} = 2 \cdot 10^2 \cdot T_{обр} / \gamma = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot 3,6 \cdot 10^6}{\gamma \cdot P \cdot A_{обр}}, \quad (3)$$

где P - текущая мощность сети; $T_{нов}$, $T_{обр}$ - текущие периоды выходных импульсов (числа оборотов для индукционных счетчиков) ПСЭ и ОСЭ соответственно.

Обычно для образцовых счетчиков нормируется не передаточное число, а номинальная частота выходных импульсов, соответствующая номинальной мощности трехфазной сети при трансформаторном включении (100 В, 5 А или 1 А), равной 866,025 Вт или 173,205 Вт. Связь между частотой выходных импульсов f передаточным числом A и текущей мощностью для счетчиков электроэнергии выражается формулой

$$f = A \frac{P}{3,6 \cdot 10^6} \text{ Гц}. \quad (4)$$

Для номинальных условий следует подставлять номинальное значение мощности. В этом случае формулы (2) и (3) примут вид:

$$n_{нов} = 2 \cdot 10^2 \frac{A_{нов} P_{ном.обр}}{3,6 \cdot 10^6 \cdot \gamma \cdot f_{ном.обр}}, \quad (5)$$

$$t_{II} = n_{нов} T_{нов} = 2 \cdot 10^2 \cdot T_{обр} / \gamma = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot P_{ном.обр}}{\gamma \cdot P \cdot f_{ном.обр}}, \quad (6)$$

где $P_{ном.обр}$ и $f_{ном.обр}$ - номинальные мощность и частота ОСЭ.

Обычно у действительно образцовых счетчиков номинальная частота выходных импульсов находится в пределах нескольких килогерц. Поэтому время поверки, обеспечивающее указанную точность, даже при текущей мощности сети, значительно меньшей номинальной будет не слишком велико. Так при номинальной частоте выходных импульсов ОСЭ $f_{ном} = 5000$ Гц ($A_{обр} = 20784609$ имп/кВт·ч) и мощности в сети, контролируемой ПСЭ, равной $0,1 P_{ном}$ получим из (5) и (6), что при $A_{нов} = 1000$ имп/кВт·ч для обеспечения точности 0,01% - $n_{нов} = 10$, время поверки t_{II} равно 40 с. Такая величина времени поверки вполне приемлема, что позволяет вообще пренебречь погрешностью заполнения, равной весу двух периодов ОСЭ.

При снижении мощности сети до 1%, где тоже нормируются погрешности рабочих счетчиков, время поверки при указанных параметрах возрастет до 400 с, что вряд ли приемлемо. Но в этой точке можно снизить требования к точности поверки до 0,1% и даже ниже. При снижении выходной частоты ОСЭ время поверки, обеспечивающее указанную погрешность, будет расти обратно пропорционально частоте ОСЭ.

При высокой частоте выходных импульсов ОСЭ можно не учитывать интервалы времени между запускающим фронтом выходных импульсов (стартовым импульсом) ПСЭ и первым заполняющим импульсом ОСЭ, а также между последним заполняющим выходным импульсом ОСЭ и последним (стоповым) импульсом ПСЭ. Но если частота выходных импульсов ОСЭ значительно ниже указанной, то учет этих интервалов может вызвать значительную погрешность.

Это особенно важно учесть при использовании в качестве ОСЭ поверенного рабочего счетчика, у которого передаточное число поверочного выхода обычно находится в диапазоне 10000...64000 имп/кВт·ч.

Если в качестве образцового использовать счетчик с низкой выходной частотой, например, 10000 имп/кВт·ч, то в соответствии с формулой (3) при нагрузке в 1000 Вт (115,47% от номинальной) для получения погрешности 0,01% нужно ожидать

$$t_{1000} = \frac{2 \cdot 10^2 \cdot 3600}{10000 \cdot 0,01} = 7200 \text{ с}.$$

Даже при максимальной мощности ждать 2 часа нереально. Для значительного уменьшения времени поверки и сохранения точности при использовании в качестве ОСЭ рабочего электронного счетчика, предлагается учитывать доли периодов низкочастотного ОСЭ при пуске и останове процесса поверки за целое число периодов выходных импульсов ПСЭ.

Для этого в алгоритме работы ПОПСЭ используется несколько модернизированный метод нониуса, который заключается в следующем.

При запуске по фронту стартового импульса поверяемого счетчика запускается таймер времени и сохраняется код, зафиксированный в таймере, по фронту первого и второго импульсов образцового счетчика. Это дает возможность вычислить добавку к первому периоду ОСЭ, условно считая, что не изменялась мощность в течение 2-х периодов ОСЭ, предшествующих моменту пуска и следующего за ним.

Для коррекции последнего периода ОСЭ нужно зафиксировать значение кода в таймере в начале и конце последнего периода ОСЭ, полностью попавшего в интервал измерения, и значение кода в момент фронта импульса останова. Предположив, что в течение последних двух периодов ОСЭ мощность изменилась незначительно, можно также вычислить добавку к его последнему периоду. Допустимые изменения мощности за время поверки можно отслеживать, сравнивая последующий период ОСЭ с предыдущим. Поскольку мгновенной оценки погрешности не требуется, вычисления можно проводить по завершению измерения.

Диаграмма рис.1 иллюстрирует предлагаемый метод. В отличие от классического метода измерения интервалов времени [1, 2], когда заполнение этих интервалов происходит импульсами генератора постоянной частоты, в рассматриваемом случае частота ОСЭ не остается постоянной, как при поверке при разных нагрузках, так и в течение времени самой поверки. Эта особенность не дает возможности утверждать, что абсолютная погрешность дискретности в

данном случае составляет 1 период частоты ОСЭ. Она может в пределе достигать двух периодов частоты ОСЭ, точнее сумме первого периода в начале интервала измерения и последнего периода – конце этого интервала. Поэтому и двойка в формулах (2) – (4) относится к случаю, когда мощность за время первого и последнего периодов ОСЭ отличается не более чем в два раза. В противном случае такой опыт проверки необходимо исключить и провести проверку заново.

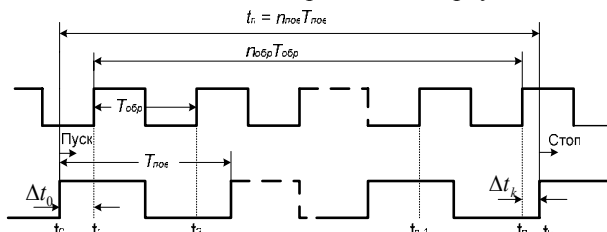


Рис. 1. Временные диаграммы для подсчета импульсов ОСЭ с низкой выходной частотой

Для обеспечения необходимой точности следует отдельно учитывать интервалы Δt_0 и Δt_k соответствующие появлению первого фронта импульсов ОСЭ после запуска измерения и последнего его фронта перед моментом останова. И корректировать на величину этих интервалов код, соответствующий целому числу импульсов ОСЭ внутри интервала измерения.

Для организации коррекции нужно сохранить показания таймера в следующие моменты времени:

t_0 – момент запуска измерения. Этот момент определяется фронтом первого импульса поверяемого счетчика и может быть принят, равным нулю; t_1 – момент времени начала первого импульса образцового счетчика; t_2 – момент времени начала второго импульса образцового счетчика; t_{n-1} – момент времени начала предпоследнего импульса образцового счетчика; t_n – момент времени начала последнего импульса образцового счетчика; t_k – момент времени завершения последнего импульса поверяемого счетчика.

Указанный метод использован в ПОПСЭ, который реализован на микроконтроллере AT90S8515 фирмы Atmel.

После разрешения запуска контроллер сканирует наличие импульсов на выходе поверяемого счетчика. В момент появления первого за сигналом разрешения импульса ПСЭ (фронта) в момент t_0 фиксируется начало измерения, запускается предварительно обнуленный ТАЙМЕР1 контроллера, устанавливается флажок SELEKT и разрешаются прерывания по входу INT0.

Импульсы ОСЭ подаются на вход внешнего прерывания. ТАЙМЕР1 работает непрерывно в интервале времени измерения. Каждый очередной импульс ОСЭ вызывает прерывание, не останавливая таймер. Обработка прерывания заключается в сохранении младшего байта таймера. При тактовой частоте контроллера 8 МГц и частоте заполнения ТАЙМЕР1 МГц эта операция легко осуществима. Сохранив значение кода таймера в момент фронта очередного импульса ОСЭ, между двумя его следующими импульсами, можно успеть произвести необходимые программные действия – а именно запомнить значение кода старшего байта таймера, изменить значение кодов двух регистров, расширяющих таймер, вычислить и сохранить длительность очередного периода ОСЭ. Значения кода таймера, соответствующие моментам времени t_1 и t_2 , записываются

в отдельные регистры по дополнительным признакам начала и конца преобразования. На время обработки следует запретить возможное прерывание по факту переполнения ТАЙМЕРА1 и выполнять его только после обработки прерывания по входу INT0.

Для сохранения промежуточной информации требуется сохранить 6 четырехбайтных значений таймера времени. Предполагается частота ТАЙМЕР1 МГц. Это даёт возможность отсчитать интервалы времени 0,065536 с непосредственно 16-разрядным таймером. Если таймер расширить с помощью двух 8-ми разрядных регистров ОЗУ, то интервал времени, отведенный на проверку, достигнет до 4294,967296 с (71,5828 мин), что более чем достаточно для всех проверок. Для реализации вычислений необходимо производить деление с плавающей точкой и трехбайтной мантисой. Это дает возможность ограничить сосчитанные импульсы числом 16777216, которого вполне достаточно для обработки результатов измерения с точностью до 0,01%.

Импульсы ПСЭ подаются на вывод 3 порта D. Их появление или прекращение обнаруживается программным сканированием этого вывода. Число этих импульсов накапливается в двух регистрах и сравнивается с заданным числом. При достижении равенства цикл измерения заканчивается и вычисляется погрешность ПСЭ по формуле (1).

Если ПСЭ не имеет частотного выхода, то пуск и останов процесса измерения производится вручную соответствующими кнопками прибора.

Количество импульсов (точнее периодов) поверяемого счетчика между t_0 и t_k определяет только заданный интервал измерения. Это может быть и 1 импульс, если он обеспечит необходимое время проверки. Вычисление энергии ОСЭ производится по формуле

$$\mathcal{E}_{обп} = n_{обп} / A_{обп}, \quad (7)$$

при скорректированном числе его импульсов

$$n_{обп} = IMPOBR + VT'_0 + VT'_k, \quad (8)$$

где $IMPOBR$ – число полных периодов выходной частоты ОСЭ, запомненных в ячейке памяти ОЗУ контроллера с символическим именем $IMPOBR$;

$$VT'_0 = \frac{TMT_{-1}}{TMT_{-2} - TMT_{-1}} = \frac{VT_0}{T_{обп1}}, \quad (9)$$

где TMT_{-1} , TMT_{-2} – показания таймера, сохраненные в одноименных ячейках ОЗУ в моменты t_1 и t_2 соответственно; $T_{обп1}$ – длительность первого периода ОСЭ внутри интервала измерения.

$$VT'_k = \frac{TMR_{-k} - TMR_{-n}}{TMR_{-n} - TMR_{-n-1}} = \frac{VT_k}{T_n}, \quad (10)$$

где TMR_{-k} – показания таймера в момент t_k ; TMR_{-n-1} – показания таймера в момент t_{n-1} ; T_n – длительность n -го (последнего) периода ОСЭ внутри интервала измерения.

Таким образом, ошибка дискретизации при пуске отнесена к первому периоду, а при останове к последнему периоду ОСЭ.

Разность показаний таймера можно вычислять в целочисленном формате как разность двух четырехбайтных чисел без знака. Затем эту разность нужно преобразовать в формат с плавающей точкой и выполнить деление, вычисляя VT'_0 и VT'_k , а затем сложить эти два "довеска" с целым числом импульсов

ОСЭ, записанных в ячейке *ИМРОБР*. В общем случае скорректированная величина $n_{обр}$ представится дробным числом.

Далее по формуле (1) вычисляется погрешность ПСЭ, которая отображается в пяти младших разрядах жидкокристаллического дисплея.

Если считать, что счетчик, принятый за образцовый, идеален, то за целое число периодов выходной частоты его погрешность будет равна нулю. А погрешность метода определится только неточностью вычисления интервалов VT'_0 и VT'_k , так как их вклад определяется по отношению к последующему и предыдущему периодам их действительного расположения. Если мощность за первые и последние два периода ОСЭ неизменна, то эта погрешность метода определится только неточностью измерения этих интервалов, которая не превышает одного периода частоты заполнения (0,64 мс) для каждого, и ею можно пренебречь.

Общая погрешность поверяемого счетчика определится суммой погрешности, вычисленной согласно (1) и погрешности "образцового" счетчика. Причем, если известна погрешность по результатам последней поверки ОСЭ, то знак этой погрешности будет определен. В противном случае ее нужно учитывать со знаками \pm , а за величину принимать класс точности ОСЭ.

РЕЖИМ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Режим измерения текущей мощности очень актуален. Он необходим, для того, чтобы определить, в какой точке по нагрузке проводится поверка. Это дает возможность, во-первых, при стационарной поверке проводить ее в гостированных точках, а во-вторых, знание мощности дает возможность вводить поправки, учитывающие погрешность образцового счетчика. Как упоминалось выше, таблицу таких поправок желательно иметь, особенно если в качестве ОСЭ используется поверенный рабочий счетчик.

Для практического использования достаточно ограничиться допустимой погрешностью 1-2 %

Зная передаточное число или частоту образцового счетчика, легко вычислить текущее значение мощности

$$P = \frac{n_{обр} 3600}{A_{обр} t_{изм}}, \text{ кВт.} \quad (11)$$

Для этого нужно знать время, за которое сосчитаны импульсы, ОСЭ. Время можно отсчитывать внутренним ТАЙМЕРОМ1, а импульсы образцового считать внутренним ТАЙМЕРОМ0 или по прерыванию (реализовано по прерыванию).

Если период частоты таймера заполнить импульсами частоты 4МГц (кварц СК/256), то их отношение равно 15625, и переполнение 16-и разрядного таймера произойдет через 4,194304 с. Это и будет минимальным временем измерения мощности. Погрешность несогласования времени измерения с целым периодом частоты сети, равная 5,7 мс на уровне 4,19 с, очень мала, и ею можно пренебречь. Для вычисления и индикации мощности нужно энергию, соответствующую зафиксированному ТАЙМЕРОМ0 числу импульсов ОСЭ, разделить на время измерения и умножить на масштабный коэффициент. Для кварца с частотой 4 МГц это вычисляется так

$$P = \frac{\mathcal{E}_{обр} \cdot 3600 \cdot 5625}{t_{ТАЙМ}} \cdot 1000, \text{ Вт,} \quad (12)$$

где $\mathcal{E}_{обр} = n_{обр} / A_{обр}$ - энергия отсчитанная образцовым счетчиком в соответствии с (7); $t_{ТАЙМ}$ - время

отсчитанное таймером (в кварца СК/256);

Индикация мощности производится в ваттах с двумя десятичными знаками после запятой.

Для счетчиков с $U_{ном}=100$ В и $I_{ном}=5$ А, номинальная мощность составляет 866,025 Вт. Минимальное время измерения мощности 4,1943 с. Максимальная энергия, регистрируемая образцовым счетчиком энергии за это время составляет около 1 Вт·ч при 100% мощности:

$$W = \frac{866,025 \cdot 4,1943}{3600} \approx 1 \text{ Вт} \cdot \text{ч},$$

при 10% мощности - около 0,1 Вт·ч.

При низкой частоте счетчика может оказаться проблематичным измерение мощности при малых нагрузках, поскольку время измерения возрастает с уменьшением нагрузки, а для определения мощности нужно измерить хотя бы 1 период образцового счетчика. Период выходной частоты T связан с передаточным числом $A_{обр}$ следующим соотношением:

$$T = \frac{3600}{A_{обр} P}, \quad (13)$$

где размерность P должна быть согласована с размерностью $A_{обр}$ (если $A_{обр}$ в имп/кВт·ч, то P должно быть в кВт).

Так для ОСЭ с $A_{обр} = 20784609$ имп/кВт·ч ($f_{ном.обр} = 5000$ Гц) при коэффициенте мощности 0,1% ($866 \cdot 0,001 = 0,866$ Вт)

$$t = \frac{3600}{20784609 \cdot 0,000866} = 0,2, \text{ с} \quad (14)$$

А для ОСЭ с передаточным числом $A_{обр} = 54000$ имп/кВт·ч

$$t = \frac{3600}{54000 \cdot 0,000866} = 76,98, \text{ с} \quad (15)$$

и, следовательно, таким счетчиком проблематично измерить мощность менее 0,1%. Более разумно остановиться на пределе в 0,5%, при котором время измерения будет 15,39 с.

Из сказанного можно сделать вывод, что если ограничить время измерения средней мощности величиной 30 с, то для счетчиков с постоянной выше 54000 имп/кВт·ч обеспечен нижний предел погрешности измеряемой мощности не хуже 0,5%.

Для ограничения времени измерения введены два переменные

t_{max0} - максимальное время ожидания;

t_{max1} - максимальное время измерения.

Время ожидания отсчитывается ТАЙМЕРОМ1 с момента выдачи разрешения на запуск. В схему переполнения введен дополнительный признак сброса флага **PRIOST**, если флажок **СЕЛЕКТ** установлен. В самом простом варианте таймер будет отсчитывать переполнения. Сравниваем количества переполнений таймера с заранее установленным значением, получается величина времени ожидания с дискретностью 4,19 с. При превышении установленной величины индицируется нуль мощности и происходит переход к следующему циклу ожидания.

Минимальная мощность, которую в состоянии измерить прибор, определяется выражением

$$P_{\min} = \frac{3600}{t_{\max 0} \cdot A_{obr}}, \quad (15)$$

Если при измерении по какой либо причине мощность упала до предельно-низкой величины, время измерения максимально ограничивается и расчет средней мощности производится по результату измерения.

Максимальные величины времени ожидания $t_{\max 0}$ и времени измерения $t_{\max 1}$ установлены 8,4 с. В перспективе эту величины можно рассчитывать в зависимости от передаточного числа ОСЭ и вводить в программу контроллера.

АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Процесс измерения мощности сводится к точному подсчету импульсов образцового счетчика. Для управления режимами измерения мощности используются 2 дополнительных флажка: PRIOST – бит разрешения измерения, SELEKT –бит, отражающей фактическое время измерения. Их состояние и причины, вызывающие их изменение, описаны в табл. 1.

Таблица 1

SELEKT	PRIOST	Комментарий
0	1	SELEKT сбрасывается, а PRIOST устанавливается каждый раз при входе в цикл измерения мощности
1	1	SELEKT устанавливается программой обработки прерываний по входу импульсов образцового INT1 в режиме измерения мощности, если бит PRIOST был установлен.
1	0	Бит PRIOST сбрасывается программой обработки переполнений ТАЙМЕР1, указывая на то, что минимальное время измерения истекло и возможен синхронный останов по очередному фронту образцового счетчика
0	0	Бит SELEKT сбрасывается программой обработки прерываний по INT1, если получено разрешение на останов (бит PRIOST сброшен) Состояние 00 указывает на завершение измерения

Алгоритм измерения мощности приведен на рис. 2.

При первом входе в режим измерения мощности индицируется текущая постоянная поверяемого счетчика, по которой будет производиться вычисление мощности(блок 61). Далее происходит вход в цикл измерения мощности. При каждом новом цикле очищаются регистры под импульсы образцового счетчика (блок 62), устанавливается бит PRIOST и подтверждается сброшенное состояние бита SELEKT, запускается ТАЙМЕР1 для отчета максимального времени ожидания, разрешается прерывание по INT1 и происходит переход к контролю состояния кнопки РЕЖИМ и битов PRIOST и SELEKT. Запуск измерения производится синхронно с импульсом образцового счетчика в прерывании по INT1.

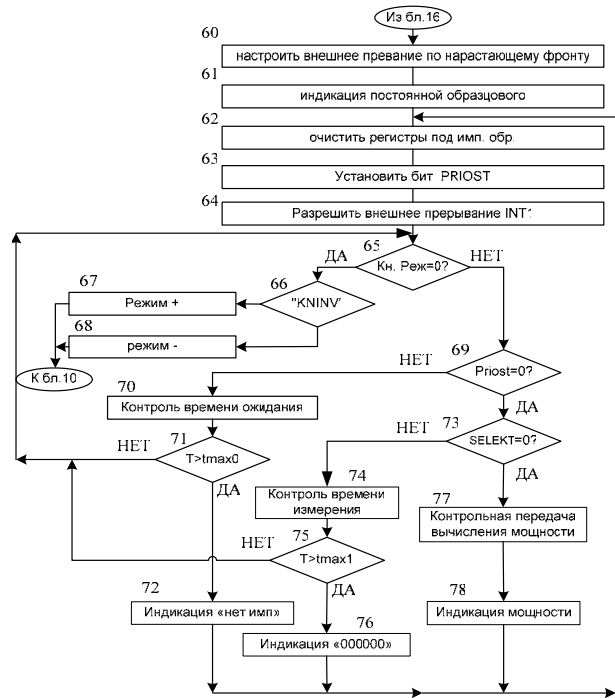


Рис. 2. Алгоритм режима мощность

Программа устроена так, что мощность измеряется циклически. Минимальное время измерения задано и равно 4,2 с. Максимальное время измерения $t_{\max 1}$ ограничено величиной 8,4 с. Если по какой-либо причине в течение установленного времени ожидания не будет зафиксирован ни один импульс, то на индикаторе будут отображены нули и произойдет перезапуск на новый цикл измерения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан микропроцессорный прибор – определитель погрешности счетчиков электроэнергии (ОПСЭ). Прибор может применяться для проверки индукционных и электронных счетчиков электроэнергии при использовании в качестве образцового любого, заранее поверенного и откалиброванного электронного счетчика электроэнергии. Применение ОПСЭ позволяет проводить проверку СЭ без использования дорогостоящих образцовых счетчиков.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Курбангалиев У.К. Сборник нормативных и методических документов по измерению, коммерческому и техническому учету электрической энергии и мощности \М.: ЗАО Издательство НЦ ЭНАС, 1999. - 338 с.
- [2] Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства. - М.: Высш. школа, 1981.- 335 с.

Поступила 17.09.2004

ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОПТИМАЛЬНОЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УЧЕТА ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЯ

Котыш А.И., к.т.н., доц., Плешков П.Г., к.т.н., доц., Кубкин М.В., Савеленко И.В.

Кировоградский национальный технический университет

Украина, 25006, Кировоград, пр-т Университетский 8, КНТУ, кафедра “Электротехнические системы”
тел. (0522) 597-461, E-mail: epp@kdtu.kr.ua

Стаття присвячено питанню оптимального функціонування систем обліку електроспоживання в умовах ринкових відносин та пов'язаню з цим проблемою надійного й раціонального використання режимів роботи трансформаторів напруги.

Стаття посвячена вопросу оптимального функционирования систем учета электропотребления в условиях рыночных отношений и связанной с этим проблемой надежного и рационального использования режимов работы трансформаторов напряжения.

Согласно ПУЭ [1] учет активной электроэнергии должен обеспечивать определение количества энергии:

- 1) выработанной генераторами электростанций;
- 2) потребленной на собственные и хозяйственные нужды электростанций и подстанций;
- 3) отпущенной потребителям по линиям, отходящим от шин электростанции непосредственно к потребителям;
- 4) переданной в другие энергосистемы или полученной от них;
- 5) отпущенной потребителям из электрической сети.

А в настоящее время для предприятий и организаций обязательным является плата за потребление (генерацию) реактивной энергии. Поэтому учет реактивной электроэнергии должен обеспечивать возможность определения количества реактивной электроэнергии, полученной потребителем от электроснабжающей организации или переданной ей [1,2].

Построение систем учета в настоящее время осуществляется, как правило, на границе балансовой принадлежности электрических сетей предприятий и организаций. Они могут реализовываться на двух уровнях – “верхнем” и “нижнем”. Энергокомпании при этом, в ряде случаев, имеют возможность списывать свои потери на потребителя, равно как и потребители на электроснабжающие организации.

В связи с этим специфика рынка электроэнергии выдвигает на передний план вопрос обеспечения оперативного контроля над энергопотреблением, как электроснабжающими организациями, так и потребителем. При этом современное состояние развития Internet технологий позволяет сейчас говорить о существовании мощной скоростной среды обмена информацией, охватившей уже большую часть различных предприятий и организаций. Последним выгодно рассчитывать за потребленную электроэнергию по “верхнему” уровню, то есть устанавливать систему учета на высокой стороне подстанций 35-150/10 кВ, так как в этой расчетной точке тариф примерно в 1,5-1,8 раза ниже.

Организация учета в этом случае зачастую вы-

глядит следующим образом (рис. 1). То есть реально система учета установлена на высокой стороне главной понизительной подстанции, а питание счетчиков осуществляется от трансформаторов напряжения (ТН) низкой стороны 6-10 кВ.

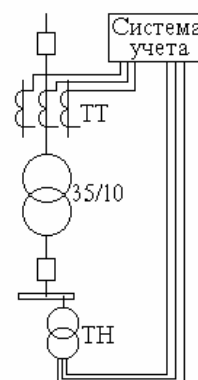


Рис. 1.

При такой схеме учета и контроля электропотребления возникают разногласия между потребителями и электроснабжающими организациями. С одной стороны организация учета удовлетворяет обе стороны, а с другой стороны внутренние директивы и инструкции облэнерго не позволяют реализацию систем учета электропотребления подобным образом, требуя осуществлять питание счетчиков от ТН установленных на высокой стороне подстанции.

Однако в этом случае для потребителя возникает необходимость в приобретении, монтаже и эксплуатации довольно дорогостоящего оборудования. Естественно при этом возникают споры между организациями, доходящие до решения вопроса в судебных инстанциях.

Что же происходит с системой учета электроэнергии (рис. 1) и почему она не совсем устраивает электроснабжающие организации и попытались разобраться авторы в настоящей работе.

Если даже предположить, что трансформаторы тока и напряжения в системе учета идеальны, тогда для анализа сети (рис. 1) уместно использовать сле-

дующую схему замещения (рис. 2) [3].

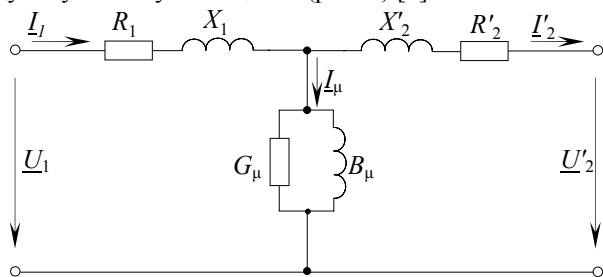


Рис. 2.

В данном случае мощность, проходящую соответственно по высокой стороне силового трансформатора и мощность, измеряемую системой учета можно записать как:

$$\begin{aligned} \underline{S}_1 &= \sqrt{3} \underline{U}_1 I_1^*, \\ \underline{S}_2 &= \sqrt{3} \underline{U}'_2 I_1^*. \end{aligned} \quad (1)$$

Тогда недоучет мощности:

$$\begin{aligned} \Delta \underline{S} &= \underline{S}_1 - \underline{S}_2 = \sqrt{3} (\underline{U}_1 - \underline{U}'_2) I_1^* = \\ &= \sqrt{3} \Delta \underline{U} I_1^*. \end{aligned} \quad (2)$$

Как видим из (2) недоучет мощности пропорционален падению напряжения в трансформаторе, которое зависит от мощности нагрузки. Кроме того, на качество учета электроэнергии влияет схема соединения обмоток силового трансформатора, вследствие изменения угла между током и напряжением в первичной и вторичной обмотках.

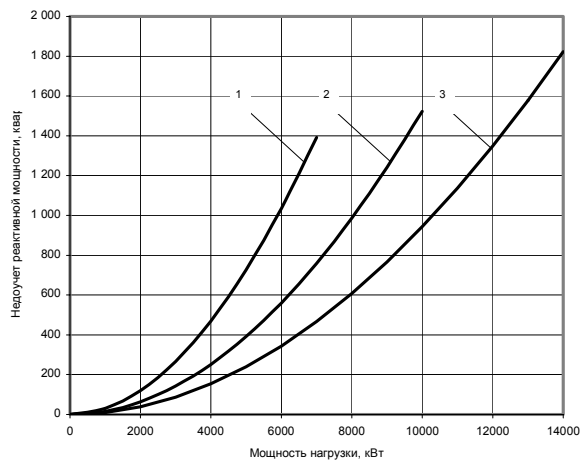


Рис. 3, а

На рис. 3 (а, б) построены графики зависимости недоучета активной и реактивной мощности в зависимости от мощности нагрузки.

Расчет выполнен для наиболее распространенных трансформаторов: ТМН-4000/35, ТМН-6300/35 и ТДН-10000/35. Нагрузка принималась чисто активная ($\cos\varphi = 1$).

Из приведенных зависимостей видно, что недоучет возрастает пропорционально мощности нагрузки. Причем для реактивной мощности он приблизительно на порядок больше, чем для активной.

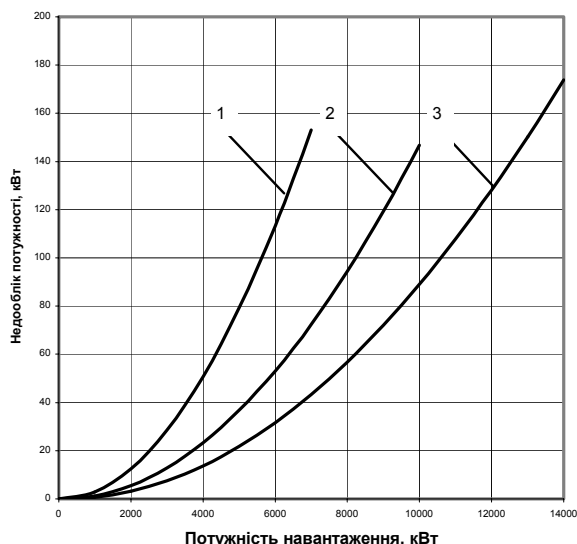


Рис. 3, б

Таким образом формирование системы учета на подстанциях по схеме (рис. 1) недопустимо, из-за недоучета активной и реактивной энергии.

Для оптимального функционирования систем учета на “верхнем” уровне необходима установка ТН на высокой стороне подстанции.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Правила устройства электроустановок. – М.: Энергоатомиздат, 1986.
- [2] Методика обчислення плати за перетікання реактивної електроенергії між енергопередавальною організацією та її споживачами. – Наказ Міністерства палива та енергетики України від 17.01.2002.
- [3] Вольдек А.И. Электрические машины. – Л.: Энергия, 1978.

Поступила 14.10.2004

ДОСЛІДЖЕННЯ СТРУКТУРИ ТА ДЕЯКИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ КОНТАКТНИХ МАТЕРІАЛІВ КОНТАКТОРІВ ЕЛЕКТРОВОЗІВ ЗМІННОГО СТРУМУ

Баб'як М.О., к.т.н.

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту ім.акад.В.Лазаряна
Україна, 79052, Львів, вул. Блажкевич, 12а, Львівський факультет
тел. (032) 226-05-34, E-mail: diit@railway.lviv.ua

Тетерко О.А.

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту ім.акад.В.Лазаряна
Україна, 49010, Дніпропетровськ, вул. Акад. Лазаряна, 2, кафедра “Теоретичних основ електротехніки”
тел. (056) 776-17-91

Мінакова Р.В., д.т.н., Крячко Л.А., к.т.н.

Інститут проблем матеріалознавства ім. Францевича НАНУ
Україна, 03680, Київ-142, вул. Кржижанівського, 3, лаб. 29
тел. (044) 424-24-74, E-mail: 29 min@ipms.kiev.ua

В статті розглянуто сучасні контактні матеріали, що пропонуються до використання в якості напайок силових контакторів електровозів змінного струму, які випускаються підприємствами України та Росії. Наведено результати досліджень важливих з точки зору надійності характеристик цих матеріалів та подано рекомендації стосовно їхньої подальшої експлуатації.

В статье рассмотрены современные контактные материалы, предлагаемые к использованию в качестве напайки силовых контакторов электровозов переменного тока, выпускаемые предприятиями Украины и России. Приведены результаты исследований важных с точки зрения надежности характеристик этих материалов и представлены рекомендации относительно их дальнейшей эксплуатации.

Метою даної роботи є підвищення експлуатаційної надійності роботи та здешевлення ремонту контакторних елементів електрорухомого складу змінного струму залізниць України.

Робота виконана згідно з планом науково-дослідних робіт ВАТ “Львівський локомотиворемонтний завод” на 2003 – 2004 рр. за темою “Розробка і впровадження технології відновлення зношених мідних та срібломістких силових контактів електропневматичних контакторів та контакторів ЕКГ електровозів ВЛ80”, шифр 10/03/04 СНЦ, державний реєстраційний номер 0104U003103.

Комутаційні апарати різних типів та призначення застосовуються дуже широко як в енергетиці, електротехніці так і на електрорухомому складі залізничного транспорту. Проблема надійності електричних апаратів є однією з найбільш важливих, вирішення якої необхідне для підвищення рівня безвідмовної роботи, особливо коли це стосується безпеки руху. Проблема забезпечення надійності дуже широка, охоплює всі етапи - конструювання апаратів, виготовлення, практичного використання і передбачає закладення необхідного рівня якості матеріалів та складання при виготовленні, ремонті, та високий рівень експлуатації.

Особливо це стосується контакторів А, Б, В, Г головного електричного контролера ЕКГ-8 електровозів ВЛ80, особливість конструкції яких полягає в двох парах контактів – головних, що за звичай виконувались з напайкою (16×32×3 мм) із срібломісткого матеріалу КМК-А10М (СОК-15) та розривних, напайка яких (20×25×8 мм) виготовлялась мідновольфрамовою КМК-Б25 (МВ-70). Головні контакти повинні

розмикатись та замикатись без струмового навантаження, оскільки конструкція контактора передбачає розрив дуги та замикання силового кола розривними контактами за допомогою видування дуги повітрям і магнітним полем у дугогасну камеру. Нажаль, кінематика роботи контактора при зношених (або частково вигорівших) напайках розривних контактів здебільшого порушується і надійність такого контактного з'єднання і процес комутації залежить тільки від матеріалу контактних напайок. Особливо гострим питанням заміни та відновлення вигорівших контактів стало після набуття Україною незалежності, коли “базові виробники” залишилися за кордоном. На їх місце претендують сучасні підприємства, надійність і вартість продукції яких далеко не відповідає встановленим вимогам. Тому для уникнення можливих наслідків використання таких матеріалів, що пропонуються залізничному транспорту в якості контактів силових контакторів електрорухомого складу було виконано попередні дослідження.

Проведений аналіз впливу можливих факторів на надійність силових контакторів електровозів змінного струму на залізницях України дозволив виявити, що до 36% всіх відмов виникає через недоліки конструкції; 36% - за рахунок некоректних умов експлуатації; 28% всіх відмов відбувається за рахунок недостатнього рівня надійності контактних елементів, що застосовуються в даних апаратах.

На надійність цих елементів в першу чергу впливає якість нероз'ємних з'єднань, утворених різними методами, та властивості комплектуючих матеріалів. Критичним елементом в контактному вузлі є не-

роз'ємне з'єднання “робоча поверхня - контактотримач”. Пористість, що формується під впливом низки факторів нестабільності технології паяння, зварювання-паяння, тощо призводить до механічної руйнації самого вузла та до перегріву контактної пари, що зменшує ресурс її роботи. Це підтверджено на практиці при проведенні експериментальних досліджень. Від збільшення кількості пор збільшується швидкість росту ерозії в напружених місцях контакту

Електроконтактні матеріали відіграють суттєву роль в формуванні параметрів вузлів. Для виготовлення електричних контактів: низьковольтних (середнього та великого навантаження), високовольтних, сильнострумових – використовують гетерогенні матеріали в системах Ме-Ме; Ме-МеО; Ме-безкисневі з'єднання та інші. Причиною незадовільної зносостійкості контакт-деталей, що призвели до відмов під час експлуатації вимикачів, є недосконалість мікроструктури, що пов'язана з недоліками технології отримання заготовок з композиційних матеріалів (КМ) [1]. Раковини, пори, неоднорідність розподілу структурних складових цих КМ можуть підвищувати електроерозійний знос робочого шару, сприяти формуванню грубого рельєфу, збільшувати імовірність до зварювання контактів і цим знижувати експлуатаційну надійність комутаційного апарата.

Накопичений досвід досліджень впливу дефектів структури на особливості електроерозійного зносу обумовив необхідність при розробці технічних умов і стандарту на контакти на основі вольфраму та міді ввести в якості параметрів контролю вміст пор в робочій поверхні (напайці) та границі розподілу робоча поверхня – масивне тіло (контактотримач), і розмір конгломератів структурних складових в КМ [1].

В першій частині роботи досліджувались хімічний склад, структура та деякі властивості композицій на основі вольфраму і міді, срібла й оксиду кадмію, міді з оксидами та карбідами. Мікроструктурний аналіз проводився з використанням мікроскопу Neophot-2, скануючого мікроскопу мікрозонду Superprobe 733 Jeol, рентгеноспектральне дослідження розподілу елементів за допомогою того ж мікрозонду, електричний опір вимірювали за допомогою моста R3009 за умови: $I=1A$; $U=24V$, твердість – по методу Брінелля. Вміст пор та розмір складових КМ на основі вольфраму й міді визначали використовуючи метод сікучої.

КМ на основі вольфраму та міді з додаванням нікелю були розроблені в ПІМ НАН України і випускалися (промисловий випуск продовжується і тепер) відповідно до ГОСТ 13333, розробленого також ПІМ. Згідно до цього стандарту (тепер ТУ303-89 ИЛГТ.711711.004 ТУ заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія) контакт-деталі марки КМК-Б25 (КМК-Б21) повинні містити 23,5-29,5% (мас.) міді, 1,5-3,5% (мас.) нікелю, вольфрам – решта [2]. Порівняльний аналіз хімічного складу, твердості, електричного опору зразків 3 партії свідчить про те, що досліджувані контакт-деталі цього заводу відповідають вимогам ТУ 303-89... до рівня контрольованих властивостей. В Державний стандарт і ТУ 303-89... на контакти на основі вольфраму були включені вимоги до

вмісту пор, неметалевих включень, а також до характеру розподілу структурних складових.

Введення таких вимог в нормативну документацію було обумовлено результатами спільних досліджень, що виконувались ПІМ НАН України, ВНДЦВВА та НДІ Уралелектроважмаш [1, 3]. Було встановлено, що швидкість електроерозії – структурно чуттєвий фактор. При вмісті пор до 2%(об.) швидкість ерозії змінюється мало, зростає в інтервалі 2-4%(об.) і різко збільшується при подальшому зростанні вмісту пор в матеріалі контакт-деталі.

В КМ марки КМК-Б25, партія 3 виробництва Кінешмівського заводу “Електроконтакт” вміст пор значно менше 1% і пов'язано тільки з наявністю гетерогенних агломератів вольфрам-нікелевого порошку, які утворюються в процесі спільного відновлення ангідриду вольфраму та вуглекислого нікелю (рис. 1).

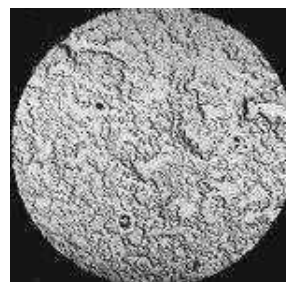


Рис. 1. Мікроструктура КМ марки КМК-Б25 (Б21) $\times 350$ виробництва заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія

При високій щільності вольфрамового шару мідь в процесі просочування не проникає в агломерат, чим і зумовлена залишкова пористість матеріалу виробництва заводу “Електроконтакт”. Контакт-деталі цієї марки отримують методом просочування. Цей метод подібно зонному очищенню сприяє рафінуванню матеріалу, підвищенню адгезійних характеристик на межі розділу структурних складових. Цей фактор має суттєве значення, оскільки один з механізмів електроерозії – крихке руйнування матеріалу контакту – пов'язане з поширенням тріщин вздовж границь розділу структурних складових що збагачені домішками. Саме з цим, можливо, і пов'язане зниження електричної ерозії контактів з вольфрам-нікель-мідного КМ в низці: спечений в твердій фазі \rightarrow спечений в присутності рідкої фази \rightarrow просочений [2].

Ступінь неоднорідності розподілу складових конгломератів часток тугоплавкої та областей легкоплавкої складових оцінювалась їх розмірами по методу сікучої. Згідно ТУ 303-89... ці розміри не повинні перевищувати 150 мкм. Суттєве збільшення перших та других сприяє перегріву робочого шару і скоплювання контактів [1]. Контакти марки КМК-Б25 заводського виконання задовільняють цим вимогам.

Попри всі переваги цього матеріалу широке його використання обмежене через їх вартість та митні збори при перетині кордонів, хоча за часів СРСР обсяг виробництва контакт-деталей та вихідних матеріалів для них повністю задовільняв попит залізничного транспорту та інших областей народного господарства. Існуючий попит в КМ на основі тугоплавких металів і міді сприяв розвитку малих виробництв з різни-

ми видами власності. Через це серед досліджуваних партій КМ вольфрам-нікель-мідь аналізуються зразки КМ ПП “Власов”, м. Запоріжжя, Інтер-Контакт-Пріор, м. Київ. Встановлено, що для зразків партій 4, 5, 6, 7 притаманний електричний опір, що в більшому відповідає марці КМК-Б25 (Б21), однак і хімічний склад і твердість відрізняються значним розкидом величин (див. таблицю). Для всіх зразків КМ, виготовлених методами порошкової металургії (без просочування),

гарячим штампуванням та іншими, характерна надлишкова пористість, рис. 2 а, б, в, г.

Пористість та неоднорідність розподілу структурних складових зумовлює розкид параметрів: електричного опору, твердості. Твердість, як відомо, корелює з характеристиками міцності, тому неоднорідність та пористість будуть знижувати межу текучості, межу міцності, релаксаційну властивість матеріалу.

Таблиця

№* партії	Хімічний склад, % мас.				Пит.ел.опір, ρ, Ом·мм ² /м	Твердість, НВ	Структура	
	Ag	Cu	Ni	Mo			Пориста	Розподіл
1	89,7	-	-	-	0,0264	96 ± 5	<< 1%	Однорідна
2	87,7	-	-	-	0,0233	53 ± 7	<< 1%	Різко неоднорідна
3	-	23,2	3,4	-	0,0800	193 ± 3	<< 2%	Розмір полів <150мкм
4	-	30,7	2,7	-	0,0840	158 ± 9	6,78 ± 4,3	Розмір полів >150мкм
5	-	30,5	3,0	-	0,0755	207 ± 4	5,45 ± 1,0	Неоднорід, Розмір полів >150мкм
6	-	32,3	3,0	-	0,0820	168 ± 5	5,87 ± 1,23	Неоднорідна
7	-	32,9	2,7	-	0,0847	185 ± 6	4,15 ± 2,8	Неоднорідна
8, 9	-	-	-	12,3	0,0213	244 ± 7	безпориста	Шарувата
10	-	-	-	-	0,0165	110 ± 8	безпориста	Анізотропна
11	-	-	-	-	0,193	92 ± 5	безпориста	Анізотропна

*партія 1 - композиційний матеріал КМК – А10М 321630ПП, виробництва ДП “Аргентум”, м. Львів, (32×16×3);

2 - композиційний матеріал КМК – А10М 321630ЦП, вир-ва “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія, (32×16×3);

3 - композиційний матеріал КМК – Б25, вир-ва “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія, (за спільно розробленою технологією ІПМ НАН України та НДІ Уралелектроважмаш, Росія)(20×25×8);

4 - композиційний матеріал МВ-70, вир-ва “Інтер-Контакт-Пріор”, м. Київ, (20×25×8);

5, 6, 7 - композиційний матеріал КМК – Б21, вир-ва ПП “Власов”, м. Запоріжжя, (з використанням методів твердофазного і рідиннофазного спікання) (20×25×8);

8, 9 - композиційний матеріал МДК-3 виробництва АТ “Геконт”, м. Вінниця (32×16×3) і (20×25×8);

10, 11 – комп. матеріал “ДИСКОМ” ТзОВ ІНТЦ “ДИСКОМ”, м. Чебоксари, Росія, (32×16×3) і (20×25×8);

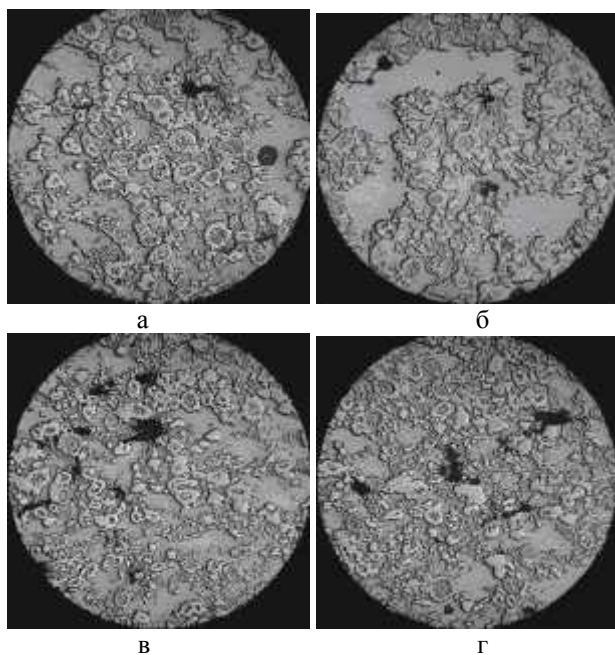


Рис. 2. Мікроструктури КМ × 350:

а – виробництва “Інтер-Контакт-Пріор”, м. Київ;

б, в, г - виробництва ПП “Власов”, м. Запоріжжя

(з використанням методів твердофазного і рідиннофазного спікання)

Серед аналізованих матеріалів був також досліджений КМ на основі срібла з його вмістом, відповідним КМК-А10М (СОК-15). Порівняльне дослідження структури та деяких властивостей зразків, що вигото-

влені ДП “Аргентум”, м. Львів, Україна та заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія, підтвердило перевагу перших. Їх властивості відповідають ТУ У 13815264.008-2000. Структура однорідна, непориста, рис. 3, а. Зразки КМК-А10М заводу “Електроконтакт” відрізняються крайньою неоднорідністю розподілу оксиду кадмію, рис. 3, б, низькими значеннями твердості й міцності: під дією стандартного навантаження при вимірі твердості по Брінеллю зразки були зруйновані. Останнім часом помічена тенденція заміни низьковольтних контактів з срібломістких КМ контактами з композицій на основі міді. В Україні – це шаруваті КМ на основі міді та молібдену з незначними додатками (менше 1% мас. сумарно) цирконію та ітрію. Особливості таких композицій наведені на рис. 4. У відпаленому стані вони характеризуються малим та стабільним електричним опором, твердістю, що не поступаються КМК-Б25 (Б21), практичною відсутністю пористості. Такі матеріали виробляються методом електронно-променевого високошвидкісного випарування-конденсації та є в низці випадків використання альтернативою порошковим КМ.

КМ партій 10 і 11 виробництва ТзОВ ІНТЦ “ДИСКОМ”, м. Чебоксари, Росія, призначені в основному для електродів контактних машин та струмоприймачів. Ці КМ серед досліджуваних володіють найнижчим електричним опором (нижче ніж у КМК-А10М). По рівню твердості ці КМ відповідають КМК-А10М і характеризуються відсутністю пористості та металографічною анізотропією структури: в технологію

включені методи обробки тиском (прокачування, екструзія). Враховуючи умови роботи, для яких ці КМ були створені, використанню їх в якості контактів повинні передувати порівняльні стендові, натурні випробовування, які дозволять встановити область їх ефективного застосування. Як відомо, електричні контакти експлуатуються в умовах інтенсивного теплового потоку, газо-, електродинамічних сил, що створюються дуговим розрядом, який виникає при комутації струму. В таких умовах вихідна структура КМ “працює” тільки протягом перших комутаційних циклів, подальші викликають незворотні структурні зміни, формування вторинної структури, рис. 5, яка стає відповідальною за механізми викиду, його інтенсивність, швидкість ерозії та значення інших функціональних параметрів.

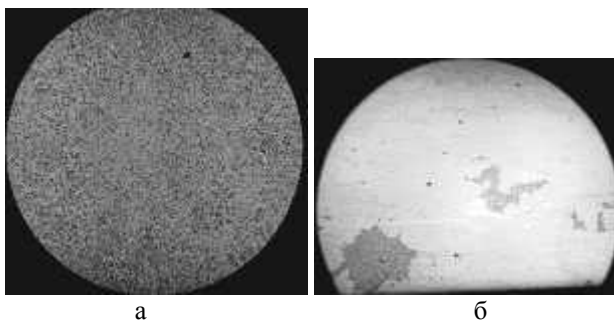


Рис. 3. Мікроструктури КМК-А10М:
а – виробництва ДП “Аргентум”, м. Львів $\times 250$;
б – заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія, $\times 125$

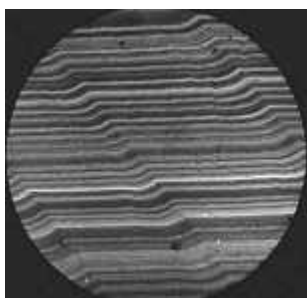


Рис. 4. Структура мікروشаруватого і мікродисперсного композиційного матеріалу МДК-3 виробництва ВАТ НВП “Геконт”, м. Вінниця, $\times 250$

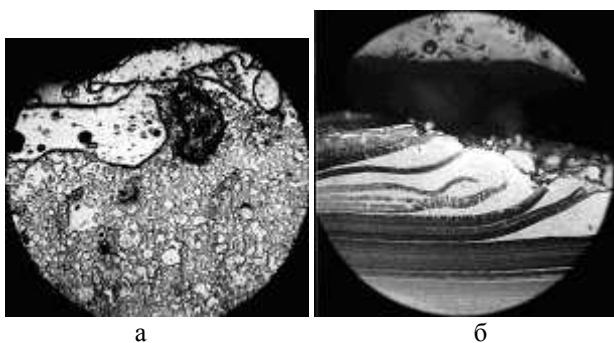


Рис. 5. Вторинна структура, що утворюється на поверхні
а – контактів з W-Ni-Cu композиційних матеріалів, $\times 125$;
б – контактів з композиційного матеріалу МДК-3, $\times 250$:

Через це, якщо для електроконтактних матеріалів КМК-Б25 процеси формування та руйнації вторинної структури (або напрацьованого шару) в певній мірі

вивчені і потребують систематизації, то для КМ виробництва “ДИСКОМ” ще необхідне накопичування таких відомостей. Це пов’язано з тим, що в дисперсійно-наповнювачем матеріалі “ДИСКОМ” наповнювачем є неелектропровідна (або мало електропровідна) фаза, поведінка якої під дією розряду важко прогнозована.

В контактах з МДК в процесі експлуатації відбувається повна руйнація шаруватої структури, тому визначення ефективної області застосування також вимагає накопичення та статистичної обробки даних.

На основі досліджень можна зробити висновки:

1. Композиційні матеріали марки КМК-Б25 (Б21) виробництва ПП “Власов”, м. Запоріжжя та “Інтер-Контакт-Пріор”, м. Київ характеризуються високою пористістю, неоднорідністю структури, розкидом властивостей і не можуть забезпечити ресурс роботи на рівні з контактами цієї марки виробництва заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія.

2. Це ж стосується КМ марки КМК-А10М заводу “Електроконтакт”, м. Кінешма, Росія, в порівнянні з срібломісткими контактами КМК-А10М що виготовлені ДП “Аргентум”, м. Львів, Україна.

3. Для використання КМ виробництва ТзОВ ІНТЦ “ДИСКОМ”, м. Чебоксари, Росія, необхідні систематичні стендові випробовування.

4. Електроконтактні матеріали марки МДК з шаруватою мікродисперсною будовою можуть використовуватись при експлуатації в низці типів комутаційних апаратів. Однак, враховуючи особливості електроерозійної руйнації при експлуатації на повітрі (з повною втратою шаруватої мікродисперсійної структури), оптимальні умови роботи, “знаходження власної ніші” вимагають накопичення даних.

5. Виробництво контактів, маючи на увазі дотримання прецизійності підходу до обґрунтування та організації технологічного процесу і жорсткого операційного контролю, неможливе в рамках малих комерційних підприємств, обмеженого технічного та професійного забезпечення.

На даний час всі контактні матеріали підготовлені до стендових та експлуатаційних випробовувань кафедрами електрорухомого складу залізниць та теоретичних основ електротехніки Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту ім. акад. В.Лазаряна. Випробовування передбачені на електровозах змінного струму ВЛ80т локомотивного депо Львів-Захід Львівської залізниці.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Минакова Р.В., Грекова М.Л., Кресанова А.П., Крячко Л.А. Композиционные материалы для контактов и электродов. Обзор.//Порошковая металлургия.-1995.-№7-8.-С.32-53.
- [2] ГОСТ 13333-83 Контакт-детали металлокерамические на основе вольфрама. Москва: Издательство стандартов, 1983. – 32 с.
- [3] ТУ 303 -89 ИЛГТ.711711.004 ТУ. Контакт-детали металлокерамические на основе вольфрама Кинешма: “Электроконтакт”. –46 с.

Поступила 20.07.2004

КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Костин Н.А., д.т.н., проф., Саблин О.И.

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна
Украина, 49010, Днепропетровск, ул. ак. В. Лазаряна, 2, ДИИТ, каф. "Теоретические основы электротехники"
тел. (056) 776-17-91, E-mail: Evm@diit.dp.ua

У роботі приведені методика і результати розрахунку коефіцієнта потужності електровозів постійного струму з врахуванням імовірнісного характеру зміни напруги на токоприймачі електровоза і його тягового струму.

В работе приведены методика и результаты расчёта коэффициента мощности электровозов постоянного тока с учётом вероятностного характера изменения напряжения на токоприёмнике электровоза и его тягового тока.

Коэффициент мощности является важнейшей энергетической характеристикой любой электротехнической или электромеханической системы (устройства). Он определяет влияние этой системы или устройства на эффективность транспортирования электроэнергии системой электроснабжения. В практических задачах коэффициент мощности всегда определяют, во-первых, для систем переменного тока, во-вторых, для установившегося режима. Однако существуют системы, которые работают на постоянном (по роду) токе, но сила этого тока является резко изменяющейся, причём неперiodически. Это обусловлено тем, что эти системы весь период эксплуатации работают в нормальных переходных режимах. Такими устройствами (системами) являются единицы электроподвижного состава (ЭПС) постоянного тока магистральных, карьерных и шахтных железных дорог, а также городского электрического транспорта: электровазы, электропоезда, мотор-вагоны метрополитенов, трамваи, троллейбусы. У них фактическая тяговая токовая нагрузка $I(t)$ является случайно-параметрической (рис. 1) вследствие изменения профиля пути, веса перевозимого груза и необходимой скорости движения.

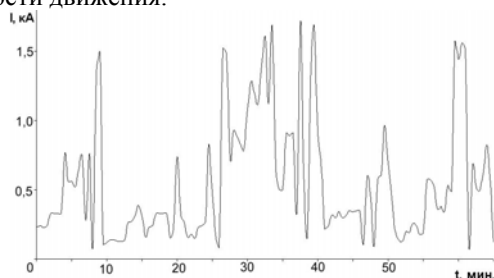


Рис. 1

Таким образом, электроподвижной состав является существенно нелинейной нагрузкой технологически искажающей форму напряжения на пантографе и тягового тока. На рис.1 в качестве примера приведена полученная экспериментальным образом временная диаграмма изменения тягового тока электровазы постоянного тока ДЭ1 на одном из участков Приднепровской железной дороги.

Кроме этого, и напряжение на токоприёмнике U указанного ЭПС, по роду постоянное, фактически также существенно и также случайно изменяется во времени (рис. 2). Например, как показали исследования, напряжение $U(t)$ на токоприёмнике электровазов

ДЭ1, эксплуатирующихся на Приднепровской железной дороге колеблется от 2130 до 4100 В.

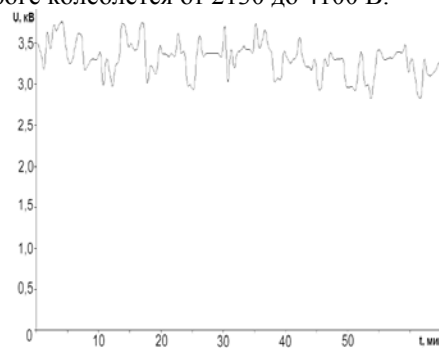


Рис. 2

Указанные временные изменения тягового тока $I(t)$ и напряжения на токоприёмнике $U(t)$ обязывают рассчитывать, анализировать и учитывать в электропотреблении величину коэффициента мощности ЭПС постоянного тока также как это выполняется для системы электрической тяги переменного тока. Однако до настоящего времени такие расчёты и такой учёт не производились, что, по-нашему мнению, ошибочно и обусловлено существующим убеждением, что коэффициент мощности ЭПС постоянного тока равен единице. Поэтому целью настоящей работы является, во-первых, дать метод оценки коэффициента мощности для таких режимов и, во-вторых, показать на примере, что численные значения коэффициента мощности заметно меньше единицы, что и необходимо учитывать.

Как известно [1] и согласно ДСТУ 2843-94 [2] и ДСТУ 3120-95 [3], для электрических цепей с детерминированными периодическими несинусоидальными электрическими величинами $u(t)$ и $i(t)$ коэффициент мощности λ устройства (системы) определяют как отношение активной мощности P , потребляемой устройством в рассматриваемом режиме, к его полной мощности S :

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{U \cdot I}, \quad (1)$$

где активную мощность P определяют как сумму активных мощностей всех гармоник рядов Фурье величин $u(t)$ и $i(t)$

$$P = \sum_{s=0}^n U^{(s)} \cdot I^{(s)} \cdot \cos \varphi^{(s)}, \quad (2)$$

а действующие значения U и I периодических несинусоидальных величин соответственно $u(t)$ и $i(t)$ находят как

$$U = \sqrt{\sum_{s=0}^n U^{(s)2}}, \quad (3)$$

$$I = \sqrt{\sum_{s=0}^n I^{(s)2}}, \quad (4)$$

где в выражениях (2)–(4) $U(s)$, $I(s)$ – действующие значения "s"-тых гармоник рядов Фурье напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$.

Приведенные выражения (2)–(4) неприменимы при определении P , U и I для рассматриваемой задачи нахождения λ по (1), поскольку переменные $U(t)$ и $I(t)$ являются не периодическими, а случайными функциями, разложение которых в ряд Фурье заранее невозможно.

На первый взгляд активную мощность P можно определять и как произведение средних за время поездки (т.е. за время работы электровоза на участке в режиме тяги) напряжения $U_{\text{ср}}$ и тока $I_{\text{ср}}$:

$$P = U_{\text{ср}} \cdot I_{\text{ср}}, \quad (5)$$

$$U_{\text{ср}} = \frac{\sum_{k=1}^n U_k}{n}, \quad I_{\text{ср}} = \frac{\sum_{k=1}^n I_k}{n}. \quad (6)$$

где U_k , I_k – "k"-тые значения напряжения на токоприёмнике и тока электровоза, которые находят при времени через Δt квантовании и дискретизации зависимостей $U(t)$ и $I(t)$ (рис. 3); n – общее число точек квантования за одну поездку на данном участке.

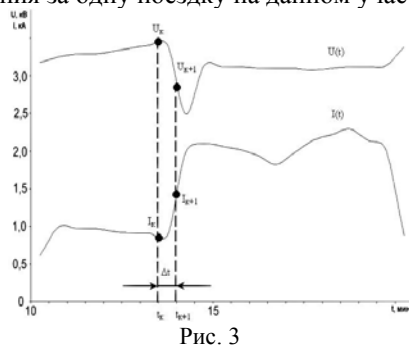


Рис. 3

Однако, по нашему мнению, значения мощности P в этом случае будут менее точны, т.к. учитывается только мощность нулевой гармоники (если предположить разложимость $U(t)$ и $I(t)$ в ряд Фурье), поскольку $U_{\text{ср}} = U^{(0)}$, $I_{\text{ср}} = I^{(0)}$. Поэтому определим мощность P исходя из общего понятия, что активная мощность равна среднему значению за период мгновенной мощности $p(t)$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt. \quad (7)$$

А так как $U(t)$ и $I(t)$ – непериодические функции, то найдём P как среднюю арифметическую сумму дискретных значений мгновенной мощности p_k за время поездки по данному участку

$$P = \frac{\sum_{k=1}^n p_k}{n} = \frac{\sum_{k=1}^n U_k \cdot I_k}{n}, \quad (8)$$

Действующие значения функций $U(t)$, $I(t)$ (для нахождения λ по (1)) определим как средние квадратические значения за время поездки:

$$U = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n U_k^2}{n}}, \quad (9)$$

$$I = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n I_k^2}{n}}. \quad (10)$$

В качестве примера применения изложенной методики и по сути, в целях анализа коэффициента мощности первого украинского электровоза, выполнены расчёты по выражениям (1), (8), (9), (10) и анализ величины λ электровозов ДЭ1 в режимах их работы на трёх участках (6 различных профилей) Приднепровской железной дороги. Временной интервал дискретизации Δt случайных процессов $U(t)$, $I(t)$, зарегистрированных в 20-ти поездках, определяли по выражению теории случайных процессов [4,5]:

$$\Delta t \leq \frac{0,5}{f_a}, \quad (11)$$

где f_a – максимальная (верхняя) частота спектра случайного процесса, равная $\left(\frac{1}{60} \dots \frac{1}{90}\right) \tilde{n}^{-1}$ для исследуемых $U(t)$ и $I(t)$.

Продолжительность каждой поездки составляла приблизительно 70 минут, а шаг квантования величин $U(t)$, $I(t)$ – 30 с.

На рис. 4 представлены временные зависимости напряжения $U(t)$, тока $I(t)$ ("а") и мгновенной мощности $p(t)$ ("б") электровоза для одной из реализаций режимов его работы.

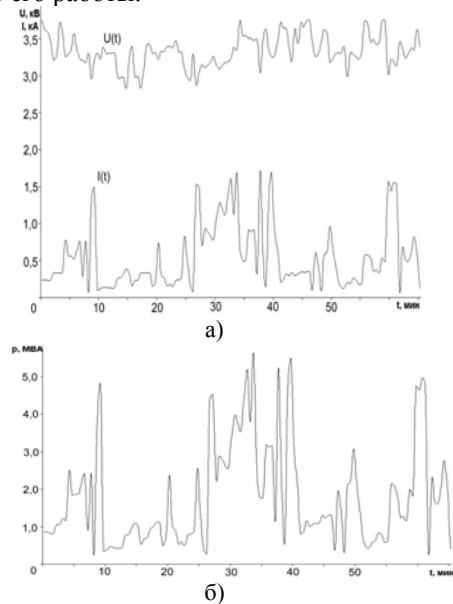


Рис. 4

По известным функциям времени $U(t)$ и $I(t)$ определяется функция эквивалентного мгновенного электрического сопротивления электровоза $R(t)$ (рис.5) как случайно-параметрическая нагрузка тяговой сети $R(t) = U(t)/I(t)$.

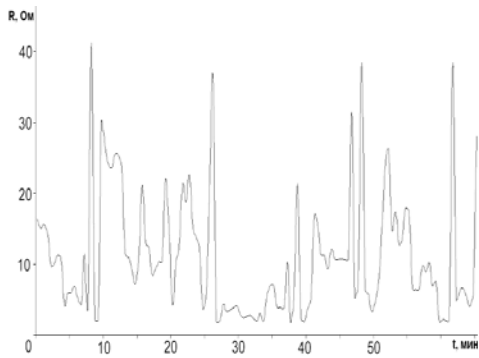


Рис. 5

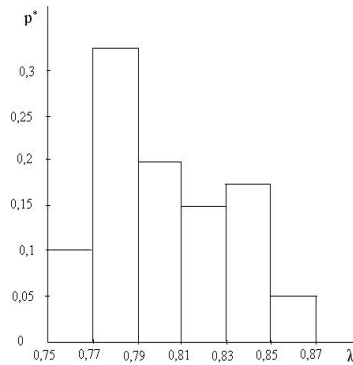


Рис. 6

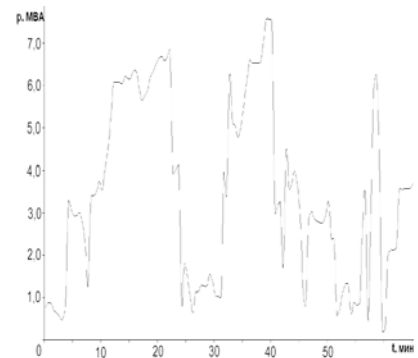


Рис. 7

На рис. 6 представлена гистограмма значений (статистическая вероятность p^*) коэффициента мощности λ электровоза ДЭ1 для 20 поездок (40 реализаций режимов работы).

Из анализа этих зависимостей и другой полученной информации вытекает следующее:

1. Коэффициент мощности электровозов ДЭ1 в тяговом режиме составляет от 0,75 до 0,85, что заметно ниже величины 1,0 на которую рассчитывается энергопотребление электрической тяги постоянного тока. Вероятно, близкие к этим значениям будут значения λ и для других типов электровозов (ВЛ8, ВЛ10, ВЛ11), эксплуатирующихся на железных дорогах Украины.

2. Полученные невысокие значения коэффициента мощности не превышают величины λ электровоза переменного тока с коллекторными тяговыми двигателями, для которых $\lambda \leq 0,8 \dots 0,82$ [6], что необходимо учитывать при сравнении энергетических показателей указанных электровозов.

3. Коэффициент мощности является случайной величиной, зависящей от многих факторов, основные из которых: профиль пути участка, масса поезда (составляла от 1188 до 5165 тонн) и режим ведения поезда, т.е. квалификация машиниста. Подчеркнем, что последний фактор не является второстепенным: например, на одном и том же участке (Нижнеднепровск Узел – Пятихатки), при одинаковой практически массе поезда (4841...4920 тонн), для одного и того же номера электровоза (ДЭ1-011), но управляемого различными машинистами коэффициент мощности был различным и составил от 0,77 до 0,83. Следовательно, возникает задача разработки карт режимов ведения поездов оптимальных по электропотреблению на участках различного профиля.

4. Оценка коэффициента λ с использованием формулы (5) даёт результаты завышенные на 3-4%, в сравнении с применением выражения (8).

5. Превалирующее влияние на величину λ оказывает резко переменный случайный характер тягового тока электровоза. Влияние изменения напряжения на токоприёмнике даже в пределах от 2130 до 4100 В менее заметно.

Установим, за счёт каких составляющих реактивной мощности – мощности накопления (обмена) или мощности искажения (сдвига) – коэффициент мощности электровоза меньше единицы. С этой целью были определены его мгновенная, активная и реактивная мощности.

Кривая мгновенной мощности $p(t)$, вычисленная по выражению $p(t) = U(t)I(t)$, в качестве примера приведена на рис. 7.

Согласно классическому толкованию (для линейных цепей синусоидального тока), тот факт, что $p(t) > 0$, свидетельствует об отсутствии обмена энергией между источником и нагрузкой. Однако такой обмен должен быть, так как силовые цепи электровоза имеют мощные нелинейные реактивные элементы: индуктивности обмоток якоря, обмоток главных и дополнительных полюсов тяговых двигателей, индуктивных шунтов. Обнаруженное несоответствие знака мгновенной мощности и наличия обменных процессов лишней раз подтверждает, что классические суждения об обменных процессах неприменимы для нелинейных цепей с несинусоидальными токами и напряжениями [7,8].

Ещё более неопределённые и противоречивые, оставаясь дискуссионными, являются вопросы оценки реактивной мощности в цепях несинусоидального тока [8-12]. В таких цепях классическое интегральное выражение

$$Q = \sum_{s=1}^n U^{(s)} I^{(s)} \sin \varphi^{(s)}$$

не позволяет в полной мере описать энергетические процессы, протекающие между источником и потребителем. Необходимо рассмотрение собственно мгновенной реактивной мощности электровоза $q(t)$ [9, 13], выражение которой может быть получено из следующих предпосылок.

Согласно [8, 10], наиболее перспективным подходом определения реактивной мощности в цепях несинусоидального тока является концепция С. Фризе [14]. Согласно ей, электровоз как нелинейный пассивный двухполюсник заменим двумя параллельно соединёнными элементами: резистивным с сопротивлением R , потребляющим энергию, и реактивным, который её либо не потребляет, либо первоначально накапливает, а затем возвращает в контактную сеть. Тогда для произвольного интервала времени $[0, \dots, \tau]$, пусть это будет длительность одной поездки, ток электровоза представим как сумму активной I_a и реактивной I_p составляющих [11]:

$$I(t) = I_a(t) + I_p(t) \quad (12)$$

Умножим левую и правую части (12) на мгновенное напряжение $U(t)$

$$U(t)I(t) = U(t)I_a(t) + U(t)I_p(t) \quad (13)$$

Левая часть выражения (13) является общей мгновенной мощностью $p(t)$ электровоза, а правые, соответ-

венно, мгновенной активной $p_a(t)$ и мгновенной реактивной $q(t)$ мощностями [8, 12]. Тогда

$$p(t) = p_a(t) + q(t) \quad (14)$$

Мгновенная активная мощность $p_a(t)$ может быть найдена как мощность, потребляемая эквивалентным резистором R электровоза.

$$p_a(t) = RI_a^2(t) = \frac{U^2(t)}{R} \quad (15)$$

Так как активная мощность P электровоза

$$P = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} p(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} U(t)I(t) dt$$

равна активной мощности, потребляемой резистором R

$$P_a = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} p_a(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} U(t)I_a(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \frac{U^2(t)}{R} dt = \frac{1}{R} U^2, \quad P_a = P,$$

$$\text{то } P = \frac{U^2}{R}, \text{ откуда } R = \frac{U^2}{P}, \quad (16)$$

где U – действующее значение напряжения на токоприёмнике электровоза.

С учётом подстановки (16) в (15) выражение (14) примет вид

$$p(t) = \frac{P}{U^2} \cdot U^2(t) + q(t)$$

Откуда мгновенная реактивная мощность $q(t)$ электровоза определится как

$$q(t) = p(t) - \frac{P}{U^2} U^2(t) = U(t)I(t) - \frac{P}{U^2} U^2(t). \quad (17)$$

Так как $q(t)$ определяет скорость изменения электромагнитной энергии в системе, это значит, что в интервалы времени, когда $q(t) \neq 0$ (рис. 8), между электровозом и контактной сетью (как источником) происходят процессы обмена электромагнитной энергией, а когда $q(t) = 0$ они отсутствуют. На рис. 8 в качестве примера приведена кривая $q(t)$, рассчитанная по выражению (17).

Следовательно, коэффициент мощности электроподвижного состава постоянного тока меньше единицы как за счёт реактивной мощности искажения (тягового тока и напряжения в контактной сети), так и вследствие реактивной обменной мощности, обусловленной нелинейными индуктивностями силовой цепи электровоза.

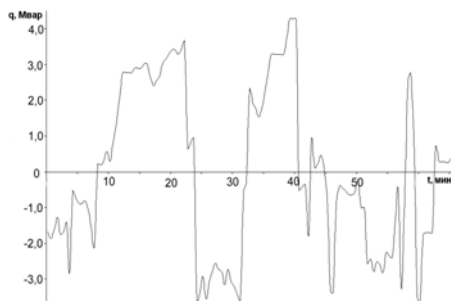


Рис.8

Как известно, низкие значения коэффициента мощности свидетельствуют о повышенном потреблении неактивной составляющей полной мощности ЭПС постоянного тока. Следствием этого является дополнительная нагрузка тяговой сети и электрообо-

рудования ЭПС реактивным током, а также увеличенный расход электроэнергии на тягу поездов. Следовательно, для улучшения энергетических показателей системы тягового электроснабжения постоянного тока последующими задачами должны быть, во-первых, оценка реактивной мощности конкретных видов ЭПС постоянного тока и, во-вторых, разработка мероприятий по уменьшению этой мощности. При этом следует иметь в виду, что для нелинейных цепей, какими являются силовые цепи электровозов, в режимах несинусоидального тока общепринятое понятие реактивной мощности является некорректным, а следовательно, существующие методы её компенсации неприменимы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Том первый – Л.: Энергоиздат, 1981. – 534 с.
- [2] ДСТУ 2843–94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення. – К.: Держстандарт України, 1995. – 20 с.
- [3] ДСТУ 3120–95 Електротехніка. Літерні позначення основних величин. – К.: Держстандарт України, 1995. – 23 с.
- [4] Вентцель Е.С. Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969. – 576 с.
- [5] Электромагнитная совместимость электроприёмников промышленных предприятий / Под редакцией академика НАН Украины А.К. Шидловского. – К.: Наук. думка, 1992. – 236 с.
- [6] Донской Д.А., Литовченко В.В. Регулируемый компенсатор реактивной мощности для электровозов переменного тока // Состояние и перспективы развития электроподвижного состава. Тезисы докладов. Новочеркасск, 2003. – С. 63-64.
- [7] Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
- [8] Тонкаль В.Е., Новосельцев А.В., Денисюк С.П., Жуйков В.Я., Стрелков В.Т., Яценко Ю.А. Баланс энергий в электрических цепях. – Киев: Наук. думка, 1992. – 312 с.
- [9] Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Современная концепция реактивной мощности // Вестник Приазовского государственного университета, Мариуполь, 1995. – С. 192-197.
- [10] Денисюк С.П. Загальні властивості енергетичних характеристик систем з перетворювачами електромагнітної енергії // Електроенергетика. Праці Інституту електродинаміки НАН України, Київ, 1999. – С. 46-59.
- [11] Денисюк С.П. Оцінка складових втрат електроенергії в системах електроживлення з нелінійними нестационарними перетворювачами електроенергії // Електроенергетика. Праці Інституту електродинаміки НАН України, Київ, 1999. – С. 61-71.
- [12] Демирчян К.С. Реактивная мощность на случай несинусоидальных функций // Изв. РАН. Энергетика, 1992, №1, – С. 3-18
- [13] Саенко Ю.Л. Реактивна потужність в системах електропостачання з нелінійними навантаженнями // Автореф. дис. на здобуття наук. ступеня д.т.н., спец. 05.09.05 – теоретична електротехніка, НУ “Львівська політехніка”, Львів, 2003, 36 с.
- [14] Fryse S. Wirk – Blind – und Schein – leistung in elektrischen stromkreisen min nichtsinusformigen Verfah von Strom und Spannung // Elektrotechn. Z. – 1932. – 25. – S. 596-599; 26. – S. 625-627; 29. – S. 700-702.
- [15] Саенко Ю.Л. К вопросу о компенсации реактивной мощности в сетях с вентильными преобразователями // Изв. Вузов и энергетических объединений СНГ. Энергетика, 2002, № 4. – С. 11–25

Поступила 14.10.2004

ОСНОВНІ ВИМОГИ ДО НОВОГО ПОКОЛІННЯ ВІТЧИЗНЯНИХ МАГІСТРАЛЬНИХ ЕЛЕКТРОВОЗІВ ДЛЯ ВАНТАЖНОЇ І ПАСАЖИРСЬКОЇ ПОЇЗДНОЇ РОБОТИ

Панасенко Н.М.

Національний технічний університет “Харківський політехнічний інститут”

Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПІ”, кафедра “Електричний транспорт та тепловозобудування”
тел. (057) 706-63-67

Розглянуті основні вимоги до нового покоління вантажно-пасажирських електровозів для залізниць України і вигоди від реалізації цих вимог.

Рассмотрены основные требования к новому поколению грузо-пассажирских электровозов для железных дорог Украины и выгоды при реализации этих требований.

ВСТУП

Сьогодні Україна не має достатніх фінансових ресурсів для створення магістральних електровозів використанням традиційного підходу, а саме створення електровозів як різних серій по роду служби так і різних серій по роду струму живлення в контактній мережі, які вже вкрай необхідні для заміни швидко старіючого багатосерійного електровозного парку „Укрзалізниці”. Для успішного вирішення задачі по оновленню в найближчі роки електровозного парку „Укрзалізниці” вітчизняним електровозобудівникам і залізничникам потрібно насамперед розробити науково-обґрунтовану, технічно та фінансово реалізуємо стратегію розвитку електровозобудування на найближчі 10-15 років, виходячи із сучасного стану електровозного парку залізниць та із урахуванням пріоритетних шляхів розвитку залізничного транспорту.

Відомо [1], що для залізниць України при забезпеченні вантажного, пасажирського, прискореного пасажирського і швидкісного пасажирського руху поїздів з економічно доцільною масою і вагоноскладністю потрібні магістральні електровози потужністю від 4200 кВт до 14000 кВт. Вказані потужності дуже добре реалізуються на основі базової чотирьохосьової секції електровоза потужністю 4800 кВт. В цьому випадку структура електровозного парку „Укрзалізниці” при концепції „гнучкого типу” буде мати можливість забезпечувати видачу під поїзди електровозів потужністю 4800 кВт (односекційного), 9600кВт (двохсекційного) та 14400кВт (трьохсекційного). Такий підхід до оновлення електровозного парку „Укрзалізниці” потребує насамперед формування вимог до базової секції електровозів „гнучкого типу” які прийдуть на заміну багатосерійного парку електровозів, та вирішати задачі по забезпеченню плануваних об’ємів перевезень та зменшенню капітальних і експлуатаційних витрат залізниць.

ОСНОВНІ ВИМОГИ І ШЛЯХИ ЇХ РЕАЛІЗАЦІЇ.

Однією з головних задач сучасного етапу розвитку світового залізничного транспорту є необхідність підвищення конкурентоспроможності за рахунок покращення якості транспортних послуг на ринку перевезень. Для ліній електрифікованих залізниць з сумісним вантажним і пасажирським рухом вирішення цієї задачі в значній мірі залежить від електровозобудів-

ників, а саме, від їх спроможності створити високо-ефективний магістральний електровоз відповідаючий слідуючим вимогам:

- універсальності з боку роду служби і максимальній уніфікації з боку роду струму в контактній мережі;
- високій надійності і експлуатаційній готовності;
- благоприятному співвідношенню основних технічних характеристик і ціни;
- незначним витратам на технічне обслуговування і поточний ремонт;
- можливості деповської заміни кабіни на перехідний блок і роботи в системі багатьох одиниць;
- можливості підвищення конструкційної швидкості електровоза;
- забезпечення безумовної безпеки руху.

Розглянемо тепер ці основні вимоги з точки зору необхідності і вигоди при їх реалізації стосовно використання електровозів на лініях електрифікованих залізниць України. Тут треба особливо відмітити, що в зв’язку з двохсистемною лінією електрифікованих залізниць України по роду струму тягових електромереж, а це постійний струм напруги 3 кВ або змінний струм промислової частоти 50 Гц напруги 25 кВ, електровозний парк залізниць України складається і буде складатися із магістральних електровозів постійного струму і змінного струму. Крім цього, є також велика необхідність в двохсистемних магістральних електровозах = 3 кВ/25 кВ, 50 Гц, спроможних забезпечувати безупинне перетинання поїздами дальнього сполучення (вантажними і пасажирськими) стиків між ділянками, електрифікованими в різних системах струму.

Універсальність з боку роду служби і максимальна уніфікація з боку роду струму в контактній мережі живлення. Враховуючи, що індивідуальне створення нового покоління окремих серій вантажних і пасажирських магістральних електровозів постійного, змінного і подвійного струму живлення є процесом науковим, тривалим та дуже вартісним, необхідно щоб роботи по їх проектуванню зводились головним чином до пристосування деякої базової конструкції з точки зору її використання в пасажирській і вантажній роботі для заданої системи струму живлення. Такий підхід і потребує від координуючого центру залізниць (у нашому випадку це „Укрзалізниці”) першочергового прийняття рішення по створенню базової конструкції вантажно-пасажирського варіанту

електровоза для цих серій. Така базова конструкція електровоза вимагає від електровозобудівників обов'язкового вирішення першої вимоги, а саме, її універсальності з боку роду служби і максимальній уніфікації з боку роду струму живлення.

Виходячи з досвіду, накопиченого електровозобудівниками на кінець ХХ-го століття, сьогодні можна стверджувати, що універсальний (вантажно-пасажирський) магістральний електровоз для постійного, змінного і подвійного струму живлення можливо створити на базі тягової електропередачі з асинхронними двигунами з короткозамкненим ротором [2-4].

Типовими базовими конструкціями для вантажно-пасажирських магістральних електровозів є чотирихосьовий вантажний електровоз змінного струму серії 185 і чотирихосьовий пасажирський електровоз постійного струму серії Е 402 номінальних потужностей 5600 кВт [5,6]. Максимальна сила тяги при зрушенні з місця електровозів серій 185 і Е 402 складає 300 кН і 264 кН відповідно, а їх конструкційна швидкість при опорно-осьовому тяговому приводі візків є 160 км/год. Фірми-виробники цих електровозів стверджують, що їх базові конструкції можуть використовуватися для створення вантажно-пасажирських електровозів і других типів з боку роду струму живлення. Так, на базі електровоза Е 402 створено трьохсистемний вантажно-пасажирський електровоз Е 402В на напругу живлення $= 1,5 \text{ кВ} / = 3 \text{ кВ} / \sim 25 \text{ кВ}$, який має високу ступінь схемної і конструкторської уніфікації з електровозом Е 402 в частині перетворювачів частоти, асинхронних тягових двигунів, кабіни, екіпажної та візкової частин. Основне призначення електровоза Е 402В це робота з вантажними експрес-поїздами і пасажирськими поїздами на лініях $= 3 \text{ кВ} 25 \text{ кВ}, 50 \text{ Гц}$ електрифікованих залізниць Італії з виходом на лінії електрифікованих залізниць Франції ($= 1,5 \text{ кВ}$).

Виконання електровозобудівниками щодо базової конструкції для нової серії електровозів першої вимоги обумовлює спрощення стандартизації конструкції і компонентів обладнання навіть в межах невеликої кількості електровозів різних типів в одній серії (у нашому випадку трьох типів вантажно-пасажирських електровозів), що надає можливість реалізації модульного принципу побудови електровозів однієї серії, а це як відомо, значно здешевлює виробництво, а також технічне обслуговування і поточний ремонт як в рамках конкретного типу електровозів, так і в рамках всього електровозного парку цієї серії. Крім цього, модульний принцип побудови базової конструкції електровоза дає ще дві суттєві вигоди, а саме:

- дозволяє мінімізувати виробничі витрати за рахунок прискорення роботи по монтажу, наладці і здачі в експлуатацію конкретного типу електровоза даної серії;
- окремі підсистеми електровоза, виконані на модульному принципі, навіть після тривалої експлуатації можуть бути у випадку необхідності замінені попередньо налагодженими, випробуваними і готовими до монтажу підсистемами.

Модульний принцип також дозволяє як у виробництві так і в експлуатації швидко і економічно провести удосконалення підсистем електровоза і таким чи-

ном забезпечити відповідність електровоза новітньому рівню техніки.

Висока надійність і експлуатаційна готовність електровоза. В принципі, впровадження в експлуатацію більш досконалих в технічному плані електровозів з асинхронними тяговими двигунами, хоча і відкриває нові можливості, пов'язано з деяким ризиком, обумовленого високою складністю їх тягових електроенергетичних систем. Світовий досвід показує, що мінімізувати ризик можливо за рахунок виключення розвитку аварійних режимів при відмовах як в підсистемі тягової електропередачі, так і в допоміжних бортових пристроях тягової електроенергетичної системи електровозів шляхом доповнення цієї системи бортовою підсистемою функціональної діагностики всіх бортових пристроїв (інформаційних та енергетичних) [7]. Такий підхід дозволяє забезпечити високу надійність і експлуатаційну готовність, оскільки машиніст за допомогою підсистеми діагностики може аналізувати ситуацію і приймати відповідні заходи у випадку появи неполадок.

Наявність бортової підсистеми діагностики і придатність ремонту тягової електроенергетичної системи по агрегатному методу шляхом заміни окремих модулів підсистем без їх ремонту на місці значно збільшує експлуатаційну готовність електровозів. Експлуатаційна готовність електровозів з асинхронними двигунами в порівнянні з електровозами з колекторними двигунами підвищується також за рахунок виключення робіт по обслуговуванню щіточно-колекторного вузла та зменшення кількості контактної апаратури на підтримку працездатності яких витрачається десь біля 10% від трудовитрат на технічне обслуговування і ремонт [8].

Підвищення надійності та як наслідок зростання коефіцієнта експлуатаційної готовності електровозів в практиці сучасного світового електровозобудування досягається також за рахунок використання нових технічних рішень при створенні вузлів і схем, застосування нових технологій, нових матеріалів, сучасних методів об'єктивного контролю якості, що як результат, забезпечує використання безремонтних конструкцій і впровадження планових замін деталей та вузлів з гарантованим ресурсом.

Висока надійність та експлуатаційна готовність електровозів нового покоління поряд з їх універсальністю дозволяє довести добові пробіги електровозів з поїздами до 2000 км [9], а це як відомо приводить до значного скорочення електровозного парку, що в першу чергу, суттєво зменшить капітальні витрати залізниць України.

Благоприємне співвідношення основних технічних та експлуатаційних характеристик і ціни електровоза. На наш погляд, для залізниць України, замовників електровозів, для залізниць України, як замовників електровозів, критеріями оцінки прийнятності ціни електровоза нового покоління є, з однієї сторони, основні технічні характеристики: потужність – Р, сила тяги – Н, конструкційна швидкість – V, характеризуючі в першому наближенні продуктивність електровоза, а, з другої сторони, основні експлуатаційні характеристики: коефіцієнт тривалості служби електровоза до першого капітального ремонту – K_{ET} як відно-

шення тривалості терміну роботи до його першого капітального ремонту до терміну його служби, коефіцієнта експлуатаційної готовності електровоза – K_{EG} , як відношення середньо добового часу його готовності до роботи, до терміну доби, експлуатаційний коефіцієнт корисної дії електровоза – K_{ED} , як відношення потужності витрачаємої на тягу при поїздній роботі, до потужності, споживаємої електровозом при поїздній роботі, коефіцієнт імовірності безвідмовної роботи електровоза – $K_{БР}$, характеризуючі в першому наближенні експлуатаційні витрати. Таким чином, електровоз з кращими технічними і експлуатаційними характеристиками має обґрунтовану передумову перед замовником для більш високої ціни. Прийнятна ж для залізниць ціна серійного електровоза нового покоління C_H , який йде на заміну електровоза попереднього покоління при однакових умовах з точки зору комфортності машиніста та ступеня автоматизації управління, контролю та діагностики може бути визначена із слідуючого співвідношення:

$$C_H \geq \frac{C_{cm}}{(P \cdot H \cdot V)_{cm}} \cdot (P \cdot H \cdot V)_H \cdot \frac{(K_{ETC} \cdot K_{EG} \cdot K_{ED} \cdot K_{БР})_H}{(K_{ETC} \cdot K_{EG} \cdot K_{ED} \cdot K_{БР})_{cm}}$$

де C_{cm} – ціна електровозу, що замінюється (старого типу); $(P \cdot H \cdot V)_{cm}$ і $(P \cdot H \cdot V)_H$ – добуток потужності, сили тяги і конструкційної швидкості електровозів старого та нового типів відповідно;

$(\dot{E}_{A0\dot{N}} \cdot \dot{E}_{A\dot{A}} \cdot \dot{E}_{A\dot{A}} \cdot \dot{E}_{A\dot{D}})_{cm}$ і $(K_{ETC} \cdot K_{EG} \cdot K_{ED} \cdot K_{БР})_H$ – добуток відповідних експлуатаційних коефіцієнтів старого і нового типу електровозів відповідно.

Такий підхід до визначення благоприємного співвідношення ціни і основних технічних та експлуатаційних характеристик конкретного типу магістрального електровоза нового покоління в серійному виробництві може бути реалізований при виконанні слідуючих двох умов:

По-перше, коли цей електровоз буде представляти собою модифікацію недорогої у виробництві базової конструкції з модульним принципом її побудови. В рамках цієї умови основними заходами електровозобудівників є:

- спрощення підсистем;
- зменшення кількості підсистем в межах виробництва всіх типів електровозів цієї серії;
- зменшення різноманітності вузлів і деталей стосовно різних типів електровозів цієї серії;
- використання попередньо випробуваних підсистем великої серійності;
- впровадження у виробництво нових, більш економічних технологій.

По-друге, коли базова конструкція електровозів нової серії буде створена за рахунок централізованих коштів координуючого центру, а саме, „Укрзалізниця”, що принципово дає можливість не включати в ціну серійного електровоза, постачаємого на залізницю, одночасові витрати на науково-дослідну, опитно-конструкторську роботи та дослідні зразки електровозів, які при створенні електровозів нового покоління є дуже великими в порівнянні з прямими витратами при

серійному виробництві. В рамках цієї умови основними заходами з боку „Укрзалізниця” є:

- розробка технічних вимог до базової конструкції вантажно-пасажирського електровозу з обов’язковим визначенням основних технічних характеристик стосовно кожного типу електровоза, як модифікації базової конструкції;

- узгодження технічного завдання на розробку базової конструкції вантажно-пасажирського електровоза та затвердження об’єму фінансування та термінів створення дослідних зразків окремих типів електровозів;

- узгодження кількості і ціни модифікацій в рамках всієї серії електровозів, а також кількості електровозів в межах кожної модифікації та їх випуск по рокам з урахуванням реальної потреби окремих залізниць.

Вигода від реалізації цих двох умов в рамках вимоги благоприємного співвідношення технічних та експлуатаційних характеристик і ціни лежать в площині фактичної появи плану довгострокової співпраці цих двох сторін в напрямку створення як високоефективних локомотивів нового покоління, так і сучасних енерго – та трудозберігаючих систем технічного обслуговування і ремонту цих локомотивів.

Незначні витрати на технічне обслуговування і поточний ремонт електровоза. Виконання цієї вимоги ґрунтується в значній мірі на забезпеченні електровозобудівниками двох перших вимог, а саме, універсальності з боку роду служби та максимальній уніфікації з боку роду струму живлення і високої надійності та експлуатаційної готовності.

Побудова базової конструкції електровоза по модульному принципу реалізації його підсистем дозволяє підвищити ступінь Укрзалізниця електровозів в рамках електровозного парку, а також суттєво підвищити контролепридатність та ремонтпридатність електровозів. Ці два чинники дозволяють значно знизити витрати на технічне обслуговування і поточний ремонт як електровозного парку в цілому, так і окремого електровоза за рахунок стандартизації конструкцій і компонентів обладнання, що дає суттєвий виґраш по трудно – і матеріалозатратам навіть в рамках невеликої кількості електровозів окремих типів.

Включення в тягову електроенергетичну систему електровозів бортової підсистеми діагностики з реалізацією каналу передачі інформації від цієї підсистеми до стаціонарних діагностичних пунктів системи технічного обслуговування і поточного ремонту електровозів дозволяє при постановці електровоза на технічне обслуговування практично відразу мати інформацію про стан та наявність відмов в підсистемах, що скорочує час на виконання робіт по профілактиці та відновлення працездатності електровоза.

Зниження трудовитрат на обслуговування і ремонт в розрахунку на весь експлуатаційний цикл електровозного парку нового покоління досягається також за рахунок переходу з шести та восьмиосової конструкції на чотирьох осьову конструкцію електровозів, що стало можливим при використанні асинхронних тягових двигунів [10]. Крім цього, асинхронний тяговий двигун має краще використання активних матеріалів, в основному міді, та не потребує щільно-колекторного вузла, що робить його дешевшим як

у виробництві, так і в експлуатації [11,12]. Так, німецький досвід експлуатації чотирьохосьових магістральних електровозів з асинхронними тяговими двигунами свідчить, що витрати часу на їх обслуговування і ремонт складають десь біля двох годин на 1000 км пробігу електровоза, а це значно менше (в 1,5 – 2 рази) чим затрати часу на обслуговування і ремонт шестиосних електровозів з колекторними тяговими двигунами [9].

Таким, чином незважаючи на деяке підвищення в ціні магістральних електровозів нового покоління з асинхронними тяговими двигунами, реалізація електровозобудівниками концепцій базової конструкції, потребує менших витрат на технічне обслуговування і ремонт, дозволить залізничникам суттєво зменшити їх витрати в розрахунку на весь життєвий цикл електровозів.

Можливість деповської заміни кабіни машиніста на перехідний блок і роботи електровоза в системі багатьох одиниць. Забезпечення експлуатаційної ефективності електровозів при їх використанні потребує вирішення обов'язкової умови щодо можливості роботи електровоза в системі багатьох одиниць і бажаної умови щодо можливої деповської заміни як кабіни машиніста на перехідний блок, так і перехідного блоку на кабіну машиніста. Перша умова потребує від електровозобудівників вирішення задачі по забезпеченні можливості роботи електровоза в режимі кратної тяги при управлінні локомотивної зцепки з однієї кабіни машиніста. Вирішення цієї задачі не викликає з боку електровозобудівників ніяких заперечень і на сучасному рівні розвитку електровозобудування вирішується достатньо просто. Однак, реалізація тільки цієї умови обумовлює дуже велику незручність для локомотивної бригади при контролі і обслуговуванню таких електровозних зцепок в їх поїздному режимі роботи. Для вирішення цієї проблеми, як правило, йдуть на збільшення чисельного складу локомотивних бригад для електровозів-сцепок. Тому більш доцільно електровозні зцепки створювати на основі базової конструкції електровоза (секції) пристосованої до заміни кабіни машиніста на перехідний блок [1]. В цьому випадку структура парку електровозів буде реалізовувати концепцію „гнучкого типуажу”, а це надасть спроможність забезпечувати видачу під поїзд як односекційного електровоза з двома кабінами машиніста, так і двохсекційного електровоза з двома кабінами машиніста, з'єднаного з секцій по схемі: перша секція „кабіна машиніста – перехідний блок”, друга секція „перехідний блок – кабіна машиніста”, або трьох секційного електровоза з двома кабінами машиніста з'єднаного з секцій по схемі: перша секція „кабіна машиніста – перехідний блок”, друга секція „перехідний блок – перехідний блок”, третя секція „перехідний блок – кабіна машиніста”. Виконання цієї умови дозволяє формувати в локомотивному депо на базі одного конкретного типу електровоза з боку його струму живлення багатосекційних електровозів великої потужності за рахунок збільшення осьової кількості. Такий підхід не приводить до збільшення різноманітності електровозного парку і кількості локомотивних бригад, що як наслідок, дозволяє зменшити експлуатаційні витрати при одночасному збільшенні продуктивності перевезень.

Можливість підвищення конструктивної швидкості електровоза. Відомо [13], що швидкісні характеристики електровоза в значній мірі визначаються доскональністю його екіпажної частини з точки зору зменшення негативної динамічної дії на колію. Ступінь негативності динамічної дії електровоза на колію при заданій швидкості залежить як від величини осьового навантаження, так і від величини невіднесеної маси електровоза. В свою чергу, величина невіднесеної маси електровоза визначається невіднесеною масою його візків, яка залежить від технічних рішень щодо тягового приводу візків з боку підвіски тягових двигунів і редукторів.

Сучасні тягові приводи магістральних електровозів в залежності від підвіски тягового двигуна і редуктора діляться на три основні класи [14]:

– тяговий привід 1-го класу, реалізуючий опорно-осьову підвіску тягового двигуна і редуктора;

– тяговий привід 2-го класу реалізуючий опорно-рамну підвіску тягового двигуна і опорно-осьову редуктора;

– тяговий привід 3-го класу реалізуючий опорно-рамну підвіску тягового двигуна і редуктора.

Найбільш досконалим з точки зору забезпечення найменшої невіднесеної маси візка, максимальної конструкційної швидкості електровоза є тяговий привід 3-го класу, дещо гіршим – привід 2-го класу і найгіршим – привід 1-го класу. Однак тут треба мати на увазі, що візки з більш досконалим в швидкісному відношенні тяговим приводом мають і більше складність і більшу вартість у виробництві та експлуатації [13].

Відмітимо також, що в рамках одного класу тягового приводу можливе деяке підвищення конструкційної швидкості електровоза за рахунок використання більш досконалих конструкцій тягового двигуна і редуктора. Найбільш вагомо цей чинник з боку тягового двигуна проявляється в тягових приводах 1-го класу, де маса тягового двигуна (як і редуктора) безпосередньо є значною складовою невіднесеної маси візка. Так, збільшення конструкційної швидкості електровозів з асинхронними двигунами при використанні тягового приводу 1-го класу стає можливим оскільки асинхронний тяговий двигун має значно меншу масу в порівнянні з тяговим колекторним двигуном постійного струму традиційної конструкції, що і приводить до зменшення динамічної дії електровоза на колію.

Таким чином, якщо базова конструкція вантажно-пасажирського електровоза з асинхронними тяговими двигунами на основі тягового приводу 1-го класу не має обмежень по конструкційній швидкості з боку міцності екіпажних частин, потужності, сили тяги і осьового навантаження то простою заміною візків на візки з тяговим приводом вищого класу можна підняти конструктивну швидкість електровоза. Очевидна вигода від реалізації в базовій конструкції електровоза вимоги щодо можливості підвищення конструкційної швидкості є в зменшенні серійності електровозного парку при забезпеченні вантажно-пасажирського (до 140 км/год), прискорено-пасажирського (до 160 км/год) і швидкісного (до 200 км/год) руху, а це, в свою чергу знижує як витрати на виробництво електровозів, так і витрати на їх експлуатацію.

Забезпечення безумовної безпеки руху. Ця вимога обумовлює для електровозобудівників необхідність виконання дуже суворих умов як з боку вибору матеріалів та конструктивного виконання несучих ходових вузлів екіпажної частини електровоза з метою забезпечення оптимальної міцності з точки зору її довговічності і матеріалоемності, так і з боку недопущення розвитку аварійних процесів в тяговій електропередачі при відмовах електрообладнання з метою усунення пошкоджень в механічних вузлах ходової частини. Крім цього, дуже важливо, щоб силова схема та система управління базової секції електровоза забезпечувала при ординарних відмовах електрообладнання не менше чим 50% живучості електровоза з боку його потужності. Тут треба відмітити, що, по-перше, накопичений електровозобудівниками досвід по створенню екіпажної частини електровозів ДЕ 1 і ДС3 та використання ЕОМ дозволяє підвищити точність розрахунків міцності лімітуючих вузлів її конструкції, знизити коефіцієнти запасу міцності нелімітуючих вузлів, зробити конструкцію екіпажної частини базової секції електровоза рівномірною без зниження її довговічності і надійності і тим самим забезпечити безпеку руху з її боку. По-друге, відпрацьовані в експлуатації структури тягової електропередачі електровозів з асинхронними двигунами дозволяють виконати умову щодо, збереження 50% „відсотків живучості” односекційного електровоза з боку його потужності при ординарних відмовах електрообладнання.

Дуже важливим з боку забезпечення безумовної безпеки руху є також виконання умов по недопущенню розвитку аварійних процесів в тяговій електропередачі при ординарних відмовах в її вузлах і підсистемах з метою усунення можливих пошкоджень ходової частини. Вирішення цієї задачі є обов'язковим на даному етапі розвитку електровозобудування при традиційному підході до побудови тягової асинхронної електропередачі на базі дворівневих трифазних інверторів напруги. Категоричність цієї умови для електровозів з асинхронними тяговими двигунами і перетворювачами частоти на основі дворівневого інвертора напруги обумовлюється тим, що поява ординарної відмови в інверторі напруги на великих швидкостях приводить до великих гальмових ударних моментів на валу тягового асинхронного двигуна, а це може привести до катастрофічних наслідків [15,16].

Важливість вимоги по забезпеченню безумовної безпеки руху обумовлює також обов'язкове обладнання електровозів комплектами спеціальних систем [17]: автоматичної локомотивної сигналізації з авто-стопом та пристроєм перевірки пильності машиніста, двобічного радіозв'язку, звукової та світлової сигналізації, прожекторів, автоматичних та ручних гальм. Виконання електровозобудівниками вимоги що до забезпечення безумовної безпеки руху направлене на створення умов безаварійності поїздної роботи, що особливо важливо при перевезенні пасажирів є обов'язковим і обговоренню не підлягає.

ВИСНОВКИ.

Створення електровозобудівниками локомотивів, відповідаючих вище приведеним вимогам, дозволить не тільки зменшити витрати на їх виробництво і забезпечити споживчий попит, на електровози з боку залізниць, в рамках обмеженої потужності виробниц-

тва, але й реалізувати головний критерій сучасної оцінки всіх впроваджуємих на залізницях технічних засобів, а саме досягнення мінімальних експлуатаційних витрат при забезпеченні максимальної продуктивності і безумовної безпеки. Таким чином, оснащення електровозного парку „Укрзалізниці” універсальними електровозами нового покоління відповідаючих сучасному рівню розвитку науки і техніки, є дуже важливим кроком в напрямку підвищення конкурентоспроможності відчизняних залізниць щодо забезпечення вантажних і пасажирських перевезень на найближчі 20-30 років.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Хворост Н.В., Панасенко Н.В. Электрические железные дороги: этапы и перспективы развития //Электротехника і електромеханіка, №4, 2003.-с. 104-114.
- [2] Rappenglück W., Kobelt L. Die E120 im Betriebseinsatz // Eisenbahn-technische Rundschau, 1998, №7. – S. 427-434.
- [3] P.Ferrazini, S.De Lucq, G. Gomisel, G. Pizo Die elektrische Auszustung der Lokomotiv-baureihe E402 der Italienischen Staatsbahnen.// Elektrische Bahnen, 1991, №4.-s. 114-122
- [4] Европейские электровозы нового поколения // Железные дороги мира, 1997, №10. – с.9-40.
- [5] Buscher M. Eisenbahningenieur, 2001, t. 52, №7. – s.15-19.
- [6] Gomisel G. Rail International, 2002, №7/8. –p.36–43.
- [7] Новый электроподвижной состав магистральных и горных железных дорог. под ред. д.т.н.Щербакова В.Г.– Новочеркасск , 1996.–209 с.
- [8] Rotter R. Gegenwarts-und, Zukunftsprobleme elektrischer Streckenlokomotiven // Elektrische Bahnen, 1989, №12 – s. 367-370.
- [9] Головченко В.А. О некоторых особенностях схем и конструкций перспективных магистральных электровозов. // Известия вузов. Электромеханика, №3,200-с. 4-12
- [10] Wagner R.,Scholtis G. Neue Komponenten und Programme, für, Drehstromantiebe bei Bahnen //Verkehrswen, 1989, №2. – s.114-129.
- [11] Under Betriebserfahrungen, mit der zweiten Baustrien der electrischen lokomotive Baureihe E1 17.// Elektrische Bahnen, 1990, №9. –s. 345–349.
- [12] Захаров В.Н., Комаровский М.И., Лузинов П.М. Электровоз двойного питания ЭП 10: особенности конструкции и электрических схем. Тяговый двигатель НТА 120// Локомотив, 2000, №1. – с30–32.
- [13] Бочаров В.И., Кодинцев Н.Ф.,Кравченко А.И, и др. Магистральные электровозы: Общие характеристики. Механическая часть. М.; Машиностроение, 1991.–224 с
- [14] Бирюков И.В., Беляев А.И., Рыбников Е.К. Тяговые передачи электроподвижного состава железных дорог. М.: Транспорт, 1986. – С. 256.
- [15] Чумак В.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Режимы асинхронных электродвигателей частотно-регулируемых электроприводов при отказе инвертора напряжения: / Вестник НТУ «ХПИ» Проблемы автоматизированного электропривода Теория и практика. Харьков, 2002. – с. 73-78.
- [16] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Панасенко Н.Н. Совершенствование электрической тяги постоянного тока железных дорог Украины для скоростного пассажирского движения // Залізничний транспорт України №6, 20003. – с.25–31.
- [17] Бочаров В.И., Кондратко И.И., Наймушник В.Г., Щербаков В.Г. Основы логики совершенствования ЭПС. – Ростов к/Д: Изд-во Рост. Ун-та, 1997– 640 с.

Надійшла 20.10.2004

СИЛОВІ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ АГРЕГАТИВ ГОЛОВНИХ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ МЕТРОПОЛІТЕНА З ПОВЗДОВЖНЬОЮ ЛІНІЄЮ ЖИВЛЕННЯ

Хворост М.В., к.т.н., доц.
ГП “Харківський метрополітен”
Україна, 61012, Харків, вул. Енгельса, 29
тел. (0572) 23-74-02

Божко В.В.
Національний технічний університет “Харківський політехнічний інститут”
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ “ХПІ”, кафедра “Електричний транспорт та тепловозобудування”
тел. (057) 706-63-67

Розглянуті шестипульсні і дванадцятипульсні схеми випрямлячів для перетворювальних агрегатів тягових підстанцій метрополітенів. Показано, що найкращою схемою випрямляча для головних тягових підстанцій метрополітену з повздовжньою високовольтною лінією живлення, забезпечуючого стабілізацію вихідної напруги є дванадцятипульсна напівкерувана схема випрямляча послідовного типу з реверсним вольтододачком.

Рассмотрены шестипульсовые и дванадцятипульсовые схемы выпрямителей для преобразовательных агрегатов тяговых подстанций метрополитенов. Показано, что наилучшей схемой выпрямителя для главных тяговых подстанций метрополитена с продольной высоковольтной линией питания, обеспечивающего стабилизацию выходного напряжения, является дванадцятипульсовая полупроводящая схема выпрямителя последовательного типа с реверсивной вольтодобавкой.

ВСТУП

На даний час для перетворювальних агрегатів тягових підстанцій метрополітенів СНД найбільш широке застосування мають напівпровідникові шестипульсні схеми некерованих (діодних) випрямлячів виконаних як по схемі „дві обернуті зірки зі зрівнювальним реактором” (перетворювальні агрегати УВКМ-1), так і по мостовій трифазній схемі (перетворювальні агрегати УВКМ-5, УВКМ-6 та їх модифікації) [1]. Деяко менше застосування одержали схеми випрямлячів на основі послідовного з'єднання двох мостів некерованих шестипульсних схем випрямлячів (перетворювальні агрегати УВКМ-2).

Вибір трифазної мостової схеми в перетворювальних агрегатах УВКМ-5 та УВКМ-6 замість нульової шестипульсної схеми обумовлюється кращими її техніко-економічними показниками і, в першу чергу, меншою (на 25%) типовою потужністю перетворювального трансформатора [2]. Однак, треба мати на увазі, що шестипульсні мостові некеровані (і в більшій мірі керовані) випрямлячі мають два суттєвих недоліки з точки зору сучасних вимог до якості споживаємої електроенергії, а саме: відносно низький середній коефіцієнт потужності λ (десь близько 0,9), викривлену форму кривої споживаємого струму (коефіцієнт форми $\kappa_i = 0,983$) [3,4]. Ці недоліки були майже усунуті в перетворювальних агрегатах УВКМ-2 на базі дванадцятипульсних схем випрямляча виконаного шляхом послідовного з'єднання двох трифазних некерованих мостів працюючих з зсувом в 30 ел. градусів (середній коефіцієнт потужності λ і коефіцієнт скривлення κ_i відповідно не менше за 0,975 і 0,988) [3]. Але порівняно невелика потужність тягових перетворювальних агрегатів підземних підстанцій метрополітенів із-за обов'язкового використання тільки сухих

трансформаторів $P_n \leq 1515$ кВт, а також суттєве ускладнення як самої силової схеми випрямляча, так і схеми захисту від внутрішніх коротких замикань при пробіі вентилів ключів мостових схем через необхідність установки двох шестиполосних швидкодіючих автоматичних вимикачів типу ВАБ-43 і стали тими негативними чинниками, що не сприяли широкому впровадженню дванадцятипульсних випрямлячів на підземних тягових підстанціях метрополітенів. Необхідність розробки випрямлячів більш ефективних чим некеровані мостові трифазні випрямлячі, для перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій для запропонованої в роботі [5] системи електропостачання метрополітенів, а саме, схеми електропостачання на основі високовольтної повздовжньої лінії постійного струму обумовлюється на сучасному етапі більш жорсткими вимогами до якості споживаємої електроенергії (вимоги Євростандарту і міжнародного ДОСТ 13109-97).

ШЕСТИПУЛЬСНІ МОСТОВІ СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ З БЛИЗЬКИМ ДО ОДИНИЦІ КОЕФІЦІЄНТОМ ПОТУЖНОСТІ

Прагнення спеціалістів з перетворювальної техніки одержати синусоїдальну форму струму, споживаємого від живлячої мережі та зменшити пульсації в кривій випрямленої напруги привели до розробки нового класу випрямлячів із близьким до одиниці коефіцієнтом потужності на базі трифазних мостових схем [6].

Альтернативним технічним рішенням стосовно покращення якості шестипульсних схем випрямлячів з боку коефіцієнта потужності є схеми трифазних мостових випрямлячів на базі керованих напівпровідникових приладів (GTO і IGBT), які приведені на рис.1, а,б [7].

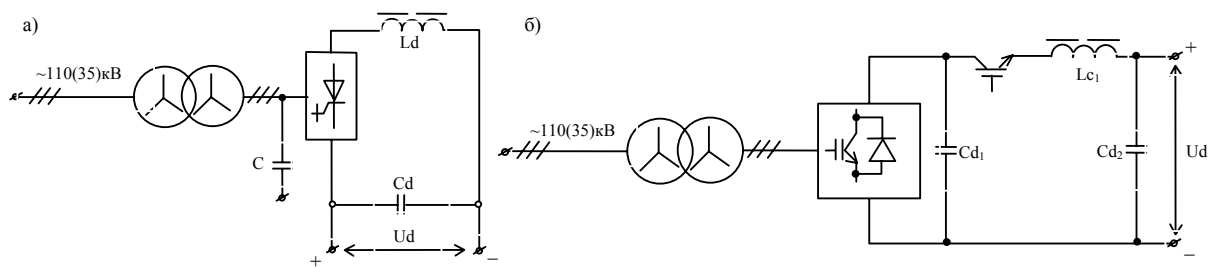


Рис 1. Випрямлячі на базі керованих напівпровідникових приладів:

а) випрямляч напруги з однополярною ШІМ на GTO-приладах;

б) випрямляч струму з двохополярною синусоїдальною ШІМ та обмежувачем струму на ШІПі на IGBT приладах

В схемі рис. 1, а, яка являє собою випрямляч напруги з однополярною синусоїдальною широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), можливо як одержати близький до одиниці коефіцієнт потужності, так і обмежувати струм при коротких замиканнях. Основними недоліками цієї схеми є:

- велика стала потужність конденсаторів C вхідного фільтра, яка сопоставима із потужністю перетворювача, а це, як відомо, приводить до надлишкової реактивної потужності при холостому ході випрямляча;

- значна вартість вентиляного комплексу випрямляча із-за великої ціни на потужні прилади GTO.

В схемі рис 1, б, випрямляч струму забезпечує стабілізацію напруги, діючи при цьому як підвищуючий перетворювач, а струмообмеження в аварійних режимах виконує окремий широтно-імпульсний перетворювач (ШІП).

Недоліками цієї схеми є:

- струмообмежуючий перетворювач повинен бути виконаний на туж потужність, що і основний перетворювач;

- велика вартість вентиляного комплексу перетворювача із-за великої ціни на потужні високовольтні прилади IGBT.

ДВАНАДЦЯТИПУЛЬСНІ СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ З БЛИЗЬКИМ ДО ОДИНИЦІ КОЕФІЦІЄНТОМ ПОТУЖНОСТІ

Відомо [8], що для одержання менших пульсацій випрямленої напруги та зниження вищих гармонічних складових в кривій мережевого струму для високовольтних потужних перетворювальних агрегатів можуть використовуватися дванадцятипульсні схеми випрямлячів.

Стосовно високовольтних потужних тягових підстанцій дванадцятипульсні випрямлячі будуються на основі перетворювального трансформатора з двома вторинними трифазними обмотками, одна із яких з'єднується зіркою, а друга – трикутником [3]. До кожної із цих обмоток приєднується мостова трифазна схема комутатора. Ці трифазні комутатори можуть з'єднуватися між собою по колу випрямленого струму паралельно або послідовно. Відмітимо, що дванадцятипульсна схема паралельного типу потребує установки вирівнювального реактору і дуже точного дотримання тотожності опорів вторинних обмоток трансформатора. Останнє можливо забезпечити тільки за рахунок спеціальної конструкції обмоток трансформатора, що значно ускладнює конструкцію перетворювального трансформатора [9]. Ці факти приводять до збільшення витрат електротехнічних матеріалів, тому в практиці тягових підстанцій залізничного транспорту і

рекомендовано для використання дванадцятипульсний діодний випрямляч послідовного типу [3,10].

Принципово, для стабілізації високовольтної напруги в повздовжній лінії живлення постійного струму при коливаннях напруги живлення і для компенсації падінь напруги на опорах перетворювача в залежності від навантаження можуть застосовуватися керовані випрямлячі на одноопераційних тиристорах з конденсаторними компенсаторами реактивної потужності (рис 2.). Таке рішення є цілком доцільним, так як режим роботи керованих випрямлячів дванадцятипульсної схеми при її використанні на головних тягових підстанціях метрополітенів міняється в невеликому діапазоні (близько $\pm 12,5\%$).

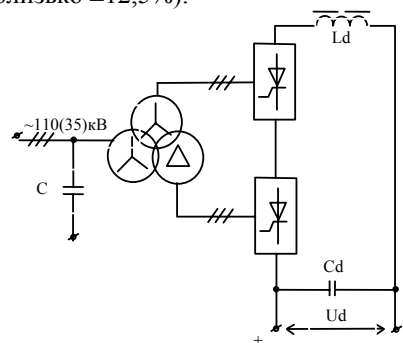


Рис. 2. Керований дванадцятипульсний випрямляч з емнісним компенсатором реактивної потужності

Основу керованої дванадцятипульсної схеми перетворювача (рис. 2.) складають трифазні тиристорні мости з фазовим управлінням. Максимальна величина кута управління α_M в режимі стабілізації вихідної напруги визначається із співвідношення:

$$\cos \alpha_M = 1 - \Delta U^*, \quad (1)$$

де ΔU^* – потрібний запас по діапазону регулювання напруги в мережі живлення та на компенсацію падіння напруги на опорах випрямляча від струму навантаження.

При цьому відносна споживаема реактивна потужність Q_0^* визначається із співвідношення

$$Q_0^* = \sin \alpha_M = \sqrt{2\Delta U^* - \Delta U^{*2}} \quad (2)$$

Якщо косинусні конденсатори C на вході перетворювача компенсують половину цієї реактивної потужності

$$Q_C^* = \frac{1}{2} Q_0^*, \quad (3)$$

то тоді коефіцієнт потужності при номінальному навантаженні буде рівний

$$\lambda_H = \frac{\cos \alpha_M}{\sqrt{\cos^2 \alpha_M + (Q_0^* - Q_C)^2 + P^{*2}}}, \quad (4)$$

де $P^* = 0,15$ – потужність скривлення дванадцятипульсного випрямляча.

При $\Delta U^* = 0,25$ одержимо $\lambda_H = 0,9$.

Якщо ж в схемі рис. 2 компенсувати при номінальній потужності всю реактивну потужність ($Q_C^* = 0,66$), то при цьому одержуємо $\lambda_H = 0,99$, але зросте вдвічі потужність конденсаторної батареї C та надлишкова реактивна потужність на холостому ході перетворювача.

Надлишкову реактивну потужність можливо усунути, використавши замість конденсаторної батареї C регульований компенсатор реактивної потужності [6], маючи на увазі той факт, що його стала потужність складе біля $\frac{2}{3}$ сталої потужності основного перетворювача.

Таким, чином, до основних недоліків такого традиційного рішення при стабілізації випрямленої напруги також відносяться:

- коефіцієнт потужності при номінальному режимі перетворювача і при $Q_C^* = 0,33$ є недостатньо високим;
- в режимі холостого ходу перетворювача одержуємо значну надлишкову потужність $Q_o^* = Q_C^* = 0,33$;
- крім цього, в таких схемах погіршується гармонічний склад мережевого струму внаслідок зменшення кута комутації при $\alpha \neq 0$, а також, можливе виникання резонансних явищ в коливальному контурі, утвореному індуктивністю живлячої мережі та ємністю компенсуючого конденсатора.

При цьому, в наслідок великої величини ємності конденсатора C , придушення резонансних явищ пов'язано з великими технічними труднощами.

Повна компенсація реактивної потужності та близька до синусоїди форма мережевого струму забезпечується в перетворювальних дванадцятипульсних системах з силовим активним фільтром, виконаним на основі автономного інвертора напруги з ШІМ [6]. Однак тут треба мати на увазі, що позитивні характеристики цих перетворювальних систем досягаються суттєвим ускладненням силової схеми, а це є доцільним тільки при необхідних великих діапазонах регулювання вихідної напруги. На наш погляд, більш доцільними схемами перетворювальних агрегатів для головних тягових підстанцій метрополітена, працюючих в режимі стабілізації напруги в повздовжній високовольтній лінії постійного струму, при невеликих реалізуємих діапазонах регулювання вихідної напруги, є схеми перетворювачів на

базі некерованих дванадцятипульсних випрямлячів з керованими вольтододатками [2,10].

Відомо [3], що прийняті, для практики потужних високовольтних тягових підстанцій залізниць, характеристики з боку реактивної потужності та пульсацій напруги одержують при використанні некерованих (діодних) дванадцятипульсних випрямлячів послідовного типу. При цьому також зменшується установлена потужність вихідних фільтрів в порівнянні з шестипульсними схемами перетворювачів. Такий же результат можна одержати і в керованих дванадцятипульсних випрямлячах на одноопераційних тиристорах, використовуючи в них сталий режим з кутом управління тиристорами $\alpha = 0$. Однак, такий режим керування не дозволяє забезпечувати стабільну напруги в повздовжній лінії живлення, що приводить до збільшення втрат електроенергії в системі електропостачання метрополітена та погіршення використання елементів електрообладнання. Регулювання вихідної напруги також необхідно в аварійних режимах, так як це дозволяє забезпечити струмообмеження та спростити, тим самим, захист пунктів розподільного живлення при коротких замиканнях. Ці цілі можливо досягти використовуючи напівкеровану дванадцятипульсну схему випрямляча послідовного типу та реверсивний вольтододачок, включення якого для двох його схемних варіантів показано на рис. 3,а,б.

В основному дванадцятипульсному випрямлячі (рис.3, а, б) один з двох трифазних мостових комутаторів виконується некерованим на діодах, а другий – на одноопераційних тиристорах із звичайним фазовим управлінням, який працює в сталому режимі при $\alpha=0$. У вольтодатковому перетворювачі трифазний мостовий комутатор (середній на рис.3) виконується або на одноопераційних тиристорах з фазним управлінням (рис.3, а), або на двоопераційних тиристорах з однополярною ШІМ (рис.3, б). Ці схеми перетворювачів можуть працювати в двох основних режимах: сталому (тривалому) та режимі струмообмеження (короткочасному). Основна ж ідея підвищення коефіцієнта потужності живлячої мережі в перетворювальному агрегаті на основі дванадцятипульсної схеми випрямляча з реверсивним вольтододатком, працюючого в режимі стабілізації вихідної напруги, полягає в тому, що у вольтододатку використовується повний діапазон управління тиристорами від 0 до π , а в той час, як при відсутності вольтододатка в керованих дванадцятипульсних випрямлячах, працюючих в режимі стабілізації вихідної напруги, використовується лише початкова частина цього діапазону, супроводжуєма великим споживанням реактивної потужності.

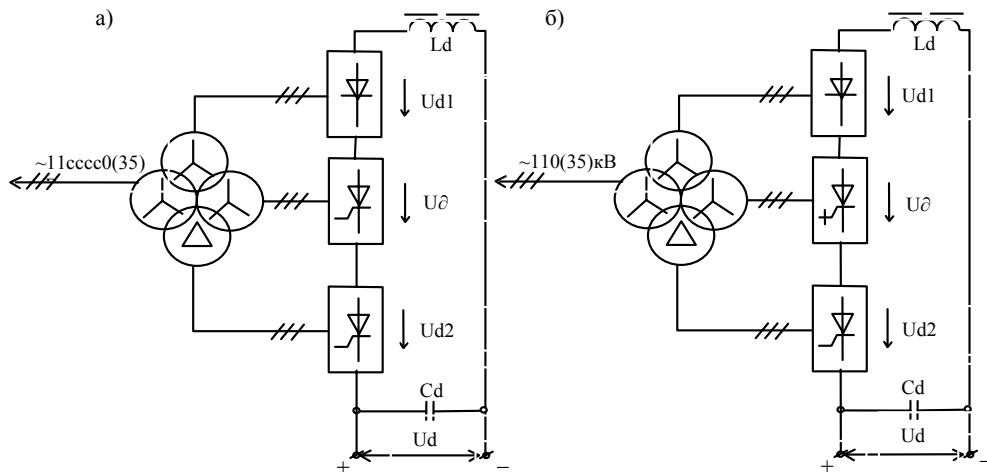


Рис. 3. Два варіанта виконання живлячого перетворювача: а) з вольтоподатком на одноопераційних тиристорах з фазовим управлінням; б) з вольтоподатком на запираємих тиристорах з ШІМ

В режимі струмообмеження, який настає, наприклад при короткому замиканні в повздовжній лінії постійного струму, вступає в дію фазове управління тиристорної частини напівкерованого основного перетворювача, що обумовлює перехід її в інверторний режим з вихідною напругою близькою до вихідної напруги діодної частини і зустрічно до неї направленої. Так як по умові недопущення перекидання інвертора необхідно при цьому забезпечити деякий кут випередження β_u в тиристорній частині, то за допомогою реверсивного вольтоподатка і створюється недостаюча частина зустрічної напруги. В результаті цього на виході перетворювального агрегату буде нульова напруга, що вкрай необхідно при короткому замиканні в повздовжній лінії постійного струму.

ВИСНОВКИ

Найбільш ефективними схемами для перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітену з високовольтною повздовжньою лінією живлення, працюючих в режимі стабілізації вихідної напруги, з точки зору коефіцієнта потужності є схеми дванадцятипульсних напівкерованих випрямлячів з реверсивним вольтоподатком. Щодо доцільності використання конкретної модифікації вольтоподатку з боку типа вентилів їх комутаторів, то тут треба провести додаткові дослідження з точки зору впливу схемної модифікації вольтоподатка на коефіцієнт потужності живлячої мережі.

ЛІТЕРАТУРА

[1] Колузаев А.М., Едигарян Л.С., Ермолов Д.Г. и др. Электропитание метрополитенов. Устройство, эксплуатация и проектирование. Под ред. Е.И.Быкова. – М.: Транспорт, 1977. – С. 431.
 [2] Соколов С.Д., Бей Ю.М., Гуральник Я.Д., Чаусов О.Г. Полупроводниковые преобразовательные агрегаты тяговых подстанций. Под ред. С.Д. Соколова. – М.: Транспорт, 1979. – С. 264.
 [3] Барковский Б.С., Магай Г.С., Маценко В.П. и др. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. Под ред. М.Г. Шалимова. – М.: Транспорт, 1990. – С. 127.

[4] Kross A. Oberschwingungen: Netzrückwirkungen der Leistungselektronik. 2. Aufl. – Berlin; Offenbach: VDE – VERLAG, 1996. – 230s.
 [5] Хворост Н.В. Концепция новой структуры системы электрической тяги для метрополитенов. // Научно-технич. сборник. "Коммунальное хозяйство городов". Серия "Технические науки и архитектура", – Киев, техника 2003. – С. 172–179.
 [6] Жемеров Т.Г., Сокол Е.Н., Крылов Д.С. Новый класс преобразователей переменного напряжения в постоянное, электромагнитно совместимых с питающей сетью. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. Частина 1. – Київ, 2001. – С. 3–8.
 [7] Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Семененко О.І., Хворост М.В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. Під ред. Ю.П. Гончарова. Навчальний посібник. – Харків, НТУ „ХПІ”, 2004. – С. 184.
 [8] Бурков А.Т. Электронная техника и преобразователи, – М.: Транспорт, 2001. – С. 464.
 [9] Фишлер Я.Л., Урманов Р.Н. Преобразовательные трансформаторы. –М.: Энергия, 1974. – 224с. ("Трансформаторы". Вып. 26).
 [10] Кисляков В.А. Система энергоснабжения электрифицированных железных дорог постоянного тока с вольтодобавочными устройствами (ВДУ) Тр. МИИТа, 1975, вып. 451. – С.105 – 108.

Надійшла 08.11.2004

Список авторів

Б	Н
Баб'як Микола Олександрович 93	Наумов Олег Євгенєвич 51
Баранов Михайл Іванович 5	
Беспрозванных Анна Вікторівна 8	О
Біляковський Ігор Євгенович 67	Орловський Ігорь Вікторович 86
Близначенко Елена Николаевна 44	
Божко Володимир В'ячеславович 106	П
Болух Володимир Федорович 14	Панасенко Надія Миколаївна 101
Болух Елена Геннадієвна 14	Папазов Юрій Николаевич 55
Бурштинський Мирон Васильович 67	Полковниченко Дмитрій Вікторович 59
	Плешков Петр Григорьевич 91
В	
Васьковський Юрій Николаевич 55	С
Верхола Александр Владимирович 20	Саблін Олег Ігоревич 97
Вороновський Геннадій Кириллович 86	Савеленко Іван Владимирович 91
	Стройников Владимир Германович 63
Г	
Гайденко Юрій Антонович 55	Т
Галайко Лідія Петрівна 24	Тетерко Олександр Анатолійович 93
Гилев Александр Александрович 27	Ткачук Василь Іванович 67
Голєнков Геннадій Михайлович 29	
Головань Василь Іванович 32	Х
Головань Іван Васильович 32	Хворост Микола Васильович 106
Гурин Анатолій Григорьевич 83	
	Ч
Д	Чабан Василь Йосипович 79
Дегтев Владимир Григорьевич 38	Чувашев Виктор Анатольевич 55
З	Ш
Заблодський Николай Николаевич 41	Шавєлкін Александр Алексеевич 70
Заратуйко Анатолій Вікторович 86	Шинкаренко Василь Федорович 74
	Шуванов Александр Николаевич 44
К	Шульгин Дмитрий Николаевич 38
Канюк Геннадій Іванович 44	
Конохов Николай Николаевич 47	
Костин Николай Александрович 97	
Котыш Андрей Иванович 91	
Крячко Лідія Олександрівна 93	
Кубкин Максим Владимирович 91	
Л	
Ларин Аркадій Михайлович 51	
Ложкин Руслан Сергеевич 83	
М	
Мінакова Римма Валентинівна 93	

ШУМИЛОВ ЮРІЙ АНДРІЙОВИЧ

(до 70-річчя з дня народження)

21 грудня 2004 р. виповнилося 70 років з дня народження відомого вченого-електромеханіка, члена редакційної колегії нашого журналу, доктора технічних наук, професора кафедри електромеханіки Національного технічного університету "Київський політехнічний інститут" Юрія Андрійовича Шумилова.

Після закінчення середньої школи у 1951 р. Юрій Андрійович вступив до електротехнічного факультету Київського політехнічного інституту, який успішно закінчив у 1956 р., отримавши кваліфікацію інженера-електромеханіка за спеціальністю "Електричні машини і апарати". За розподілом працював на Ярославському електромеханічному заводі інженером і старшим інженером-конструктором (1956-1959 р.р.). У 1959 р. повернувся до Києва і вступив в аспірантуру при кафедрі електричних машин КПІ. В цьому славетному закладі Юрій Андрійович працює вже сорок п'ять років. По закінченні аспірантури Ю. А. Шумилов пройшов шлях від асистента до завідувача кафедри, зараз він – професор кафедри.

У 1964 р. захистив кандидатську, у 1981 р. – докторську дисертацію. У 1968 р. присвоєне звання доцента, в 1984 р. – професора.

У 1965 – 1966 навчальному році Ю.А. Шумилов стажувався у Вищій технічній школі у м. Ганновері, ФРН., на кафедрі електричних машин, де працював під керівництвом відомого фахівця в галузі віброакустики електричних машин професора Гайнца Йордана. В 1972 – 1973 р.р. впродовж шести місяців перебував на науковій роботі в ФРН, Швейцарії і Голландії як стипендіат ЮНЕСКО, а у 1979 р. – два місяці у Віденському технічному університеті.

Має понад 140 друкованих праць, зокрема, 3 монографії, 15 авторських свідоцтв про винаходи та два патенти, наукові та науково-методичні праці у вітчизняних і закордонних виданнях. Є автором науково-методичної монографії з історії кафедри електромеханіки та понад 30 науково-методичних розробок.

Першим в Україні і в Радянському Союзі застосував чисельні польові методи для вирішення проблеми аналізу і синтезу маловіброактивних і малошумних електричних машин різних типів.

Наукові розробки Ю. А. Шумилова було впроваджено в багатьох серіях асинхронних двигунів загально-промислового і спеціального призначення. Тричі ставав лауреатом премії Мінвузу УРСР за кращу наукову працю.

Ю.А. Шумилов підготував 4-х докторів та 15 кандидатів наук. У 1993 – 1997 р.р. був членом експертної ради з електротехніки і енергетики ВАК України, членом вченої ради по захисту докторських дисертацій при Інституті електродинаміки НАН УРСР і НАН України, а також членом вченої ради по захисту докторських дисертацій при НПП "Львівська політех-

ніка". Зараз він є членом вченої ради по захисту докторських дисертацій при НТУУ "КПІ". Був членом секції "Розрахунки магнітних полів" відділення "Фізичні проблеми електроенергетики" АН СРСР. Іноземний член Інституту інженерів-електриків та електроніків США. Неодноразово був офіційним опонентом на захистах кандидатських і докторських дисертацій.

Ю.А. Шумилов вільно володіє німецькою і англійською мовами. Завдяки його зусиллям кафедра електромеханіки НТУУ "КПІ" налагодила широкі міжнародні зв'язки з іноземними вищими навчальними закладами ФРН, Польщі, Китаю, Великої Британії та Італії. Під керівництвом Ю.А. Шумилова кафедра плідно співпрацювала з університетами Англії (м. Баас), Шотландії (м. Единбург) та Італії (м.

Турін) в межах попереднього проекту ТЕМПУС (ТАСІС) під назвою "Підвищення якості підготовки фахівців в галузі енергетики та транспорту". За його сприянням вперше в історії кафедри пройшли переддипломну практику на кафедрі електричних машин і приборів Мюнхенського технічного університету п'ятеро студентів кафедри електромеханіки. Там же стажувались двоє науковців кафедри.

Ю.А. Шумилов приділяє значну увагу організаційно-методичним питанням. Був членом науково-методичної ради з електромеханіки Мінвузу СРСР, на сьогодні очолює секцію "Електричні машини і апарати та електротехнічні комплекси" науково-методичної ради з електромеханіки Міністерства освіти і науки України. Зараз він очолює робочу групу з розробки стандарту вищої освіти зі спеціальності "Електричні машини і апарати".

Ю.А. Шумилов написав книгу "Життєві спогади", яка вийшла друком в листопаді 2004 р. У ній він ділиться спогадами про свої коріння, дитинство, життя в Києві під час окупації, повоєнні роки, студентські роки, працю на заводі, а також про наукову та педагогічну діяльність, якою він займався, викладаючи на кафедрі електричних машин (електромеханіки) НТУУ "КПІ" впродовж сорока п'яти років. В книзі багато цікавих сторінок про закордонні мандри вченого, який гідно представляв свою країну за кордоном. Значне місце в книзі займають спогади про сина Олександра – яскраву особистість, який передчасно пішов з життя, залишивши після себе талановиту книгу "Містичний ключ до України", яку батьки Олександра видали вже після його відходу.

Друзі, колеги, учні Юрія Андрійовича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій та методичній роботі.

Редакційна колегія журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих побажань, висловлюючи надію на подальшу плідну співпрацю з ювіляром.





МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2004)

14 – 16 октября 2004 г. в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт" проходил Международный Симпозиум "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2004). В седьмой раз собрались ученые, производственники, представители проектных организаций Украины, прибывшие из Харькова, Киева, Львова, Донецка, Одессы, Севастополя, Николаева, Кировограда, Смелы, Запорожья, Алчевска, Стаханова, Кременчуга, Днепропетровска. Среди участников Симпозиума были и коллеги из России (Москва, Ростов-на-Дону, Чебоксары, Томск), Белоруссии (Могилев) и Ливии – всего свыше 100 специалистов, представлявших 23 высших учебных заведения, 6 научно-исследовательских институтов, 9 предприятий и фирм. Вопросы, которые обсуждались, были посвящены проблемам совершенствования электрических машин и аппаратов, технике сильных электрических и магнитных полей, содержанию образования в этой области.



На открытии и закрытии симпозиума

Дни проведения Симпозиума были насыщены экскурсиями, докладами, демонстрациями новых разработок. Участники Симпозиума посетили ОАО "Харьковская ТЭЦ-5".



Во время экскурсии на ТЭЦ-5

В первый день симпозиума было проведено ставшее традиционным совещание заведующих кафедрами. Участники совещания обсудили вопросы обеспечения учебного процесса учебниками и пособиями по электрическим машинам и электрическим аппаратам, обновления состава научно-методического комиссии по электромеханике НМЦ Министерства образования и науки Украины, обсуждали проблемы Болонского процесса и внедрения кредитно-модульной системы организации учебного процесса.

На пленарном заседании, которое открыл ректор НТУ "ХПИ" профессор Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ, прозвучали доклады и выступления председателя оргкомитета профессора В.Г. ДАНЬКО, заведующего кафедрой электромеханики НТУУ "КПИ" профессора В.Ф. ШИНКАРЕНКО, заведующего кафедрой электрических машин НТУ "ХПИ" профессора В.И. МИЛЫХ, доцента УИПА Ю.М. ЛАТЫНИНА, заведующего кафедрой электротехники ХНАГХ профессора А.Г. СОСКОВА, координатора Симпозиума профессора Б.В. КЛИМЕНКО.



Пленарное заседание

В этом году кроме традиционных секций - электрических машин и электрических аппаратов работала еще одна секция - "Техника сильных электрических и магнитных полей". На заседаниях секций выступило свыше 50 ученых и специалистов. Всего было заслушано 145 докладов, из них 78 стендовых.



Дискуссии на заседании секции и в неформальной обстановке

Во время Симпозиума работала выставка современного электрооборудования производства Украины и зарубежных стран, на которой были представлены низковольтная и высоковольтная аппаратура, кабельная продукция, средства автоматики и пр. Симпозиум позволил встретиться научным работникам, разработчикам новой аппаратуры и технологий.



Участники симпозиума перед отъездом

Участники отметили полезность Симпозиума для повышения научного уровня разработок в области электротехники и электромеханики, развития промышленного производства электрических машин и аппаратов, техники сильных электрических и магнитных полей и практического решения вопросов методологии высшего образования. Было одобрено решение о ежегодном проведении Симпозиума SIEMA.

Доклады участников Симпозиума были опубликованы в журнале "Электротехника и Электромеханика", № 2, 3, 4 за 2004 г., а также в Вестнике НТУ "ХПИ", №42 за 2004 г.



Зарубежным гостям у нас понравилось
(Арина Калашникова и Максим Рябичцкий, г. Москва)

Abstracts

ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names

Baranov M.I.

James Clark Maxwell and the theory of electromagnetic field.

A brief sketch from the world history of electromagnetism connected with the triumph of Fara-

- 5 day's physical ideas and creation by Maxwell of the theory of electromagnetic field on their base has been given.

Key words – history, theory, electricity, magnetism, electromagnetic field.

Electrical Mashines and Apparatus

Besprozvanyuch A.V.

Display of nonlinear effects in optical fibers.

Transition from conventional electric communication cables to optical ones has forced to consider questions connected with nonlinear effects in a fiber at propagation of optical radiation.

Key words – optical fibers, self-induced effects, nonlinear parameter of refraction, the compelled dispersion, dispersion Raman, four-wave mixing, Erbium doped fiber amplifier

Bolukh V.F., Bolukh O.G.

Efficiency evaluation for an induction power pulse converter with cryoresistive windings.

Efficiency of an induction power pulse electromechanical converter is evaluated using specific impulse of electrodynamic force. Performance of a converter with the armature in form of a multilayer short-circuit winding is investigated under excitation from a short-term-connected constant-voltage source and a capacitive accumulator. Influence of cryogenic liquid-nitrogen cooling and the basic windings parameters on the specific impulse of the converter electrodynamic force is revealed.

Key words - induction power pulse electromechanical converter, specific impulse of electrodynamic force, cryogenic liquid-nitrogen cooling, constant-voltage source, capacitive accumulator.

Verkhola A.V.

Error analysis at calculation of electrical resistance of an electrical apparatus winding.

The mechanism of error occurrence at calculating electrical resistance of an electrical apparatus winding fed by direct current is studied. The error is shown to result from an error at estimating average winding turn length under rounding of the number of winding wire layers. The associations of an error on the different factors are reduced. The algorithm of calculation permitting to eliminate origin of a surveyed error is offered.

Key words - electrical apparatus, calculation of electrical resistance, winding.

Galayko L.P.

Simulation of steady state modes of a switched reluctance motor operation.

In the article, expediency of development of separate models for steady state and transient

- 8 modes of switched reluctance motors operation is substantiated. Block diagrams for Simulink/Matlab-based analysis of steady state modes of the motors operation are given. Calculations via a developed model are made for a 27 kW motor of a mine electric locomotive. Results of the model-based calculation are compared with results obtained with a Pascal program. Scatter of the results does not exceed engineering-evaluation limiting accuracy.

Key words - Switched Reluctance Motor, simulation, installed regime.

14

Hilijov A.A.

Possibility of development of synchronous vacuum circuit-breakers based on state-of-the-art vacuum chambers.

In the article, a possibility of developing vacuum breakers allowing for features of commercial vacuum extinguishing chamber is considered, and ways of solving concurrent problems are suggested.

Key words – vacuum extinguishing chamber, synchronous vacuum circuit-breaker, fast response.

27

Golenkov G.M.

Mathematical modeling of transients in linear induction motors.

A design procedure for calculating transient process duration at electromagnetic hammer linear induction motor activation via a graph - analytical method is developed. Location of transducers for the runner (hammer) displacement monitoring is substantiated, and grounds for development of pile-driving hammer operation control algorithm are given.

Key words - linear induction motor, transient, electromagnetic pile hammer.

29

Golovan V.I., Golovan I.V.

System analysis of asynchronous motors with an induction regulator in the rotor circuit.

In this work we consider principles of hierarchy, modeling and decision-making in a hierarchical complex system of asynchronous motors with an induction regulator in the rotor circuit.

Key words – scall analysis, organisation of a complex system, decision-making, hierarchy.

32

24

Degtev V.G., Shulgin D.N.

Characteristics of multiphase windings with maximum symmetry.

Characteristics of three subsets of phase windings with maximum level of symmetry are investigated in the article. Two-coordinate m-phase windings from subsets W_{m2m} and W_{2mc} are proved to show practically the same electromagnetic behavior as 2m-phase windings of subset W_{2m} , while excelling the latter in terms of design and technologic parameters.

Key words – AC motor, multiphase windings, symmetry, technologic parameters.

Zablodsky N.N.

Non-linearity of thermo-mechanical loading of a screw electro-thermo-mechanical transformer.

A physical model of forming thermo-mechanical loading is introduced, and conditions of onset of auto oscillations in a system with viscous friction are considered for a screw electro-thermo-mechanical transformer.

Key words – screw, electro-thermo-mechanical transformer, physical model, loading.

Kanuk G.I., Shuvanov A.N., Bliznichenko L.N.

Hydraulic executive mechanisms for high-speed precision electronic hydraulic servo-mechanisms (EHSM).

Two standard sizes of a non-full-turning hydraulic drive including a body, a distributive control element, an electrohydraulic unit, and a slide-valve unit are developed. On the basis of non-full-turning hydraulic drives and slide-valve units, a few standard sizes of electrohydraulic drive (EHD) are created. The developed EHD have been used as driving systems of dynamic table simulators in machine-building and automobile industrial enterprises.

Key words - high-speed precision electronic hydraulic servo-mechanisms, non-full-turning hydraulic drive, electrohydraulic drive.

Konokhov N.N.

Analysis of design development concepts for large explosion-proof motors

Two concepts of development of large explosion-proof electric motors are analyzed and compared, a West-European concept of long EPMs and a national concept of symmetric EPMs. It is shown that for further development of EPM design of new types like BAO5, it is necessary to be guided by the symmetric EPDs concept, which has advantages multivariant design approaches in both theoretical and practical aspects.

Key words - concepts of development, explosion-proof electric motors, symmetric concept, theoretical and practical aspect.

Larin A.M., Naumov O.E.

Determination of frequency response of asynchronous motors based on experiments with their two-phase connection to the mains

38 The basic procedures of an experimental technique for determining frequency response of stator winding conductivity in an asynchronous motor and corresponding electromagnetic parameters are described. The method is based on experimental data registered at two-phase connection of a stationary electric motor to the mains. Results of the research on asynchronous motor 4A904LY3 are given.

Key words - asynchronous motor, transient processes, frequency response.

Papazov Yu.N., Chuvashhev V.A., Vaskovsky Yu.N., Gaidenko Yu.A.

41 **Analysis of mechanical characteristics of asynchronous squirrel-cage electric motors with methods of electromagnetic field theory.**

A mathematical model for analysis of mechanical characteristics of asynchronous squirrel-cage motors based on calculations of electromagnetic moment via an electromagnetic field tension tensor method is formulated. The model takes into account action of rotor currents allowing for the currents displacement from the rotor bulk rods caused by both displacement effect and the rotor movement effect. With this model, numerical calculations of electromagnetic moment are made and patterns of induced current distribution in the rods are obtained.

Key words - mathematical model, mechanical characteristics, electromagnetic moment, tensor method.

Polkovnichenko D.V.

59 **Evaluation of availability index of asynchronous squirrel-cage motors after repair.**

Research into feasibility of technical condition evaluation of asynchronous squirrel-cage electric motors after repair is carried out. Application of a complex criterion of serviceability is suggested, the criterion determined via monitoring asymmetry of the stator phase currents and slope of the motor mechanical characteristic within the operating slip range. Results of mathematical modeling and experimental research are given.

Key words - asynchronous electric motors, availability index, repair, evaluation criterion, asymmetry.

Stroynicov V.G.

63 **Dynamic error of built-in thermal protection of AC electric motors**

The paper introduces a method of dynamic error estimation for built-in thermal protection based on experimental data obtained in thermal tests of an electric motor with application of a mathematical model.

Key words - dynamic error, thermal protection, electric motor, mathematical model.

51

Tkachuk V.I., Bilyakovsky I. Ye., Burshtynsky M. V.

Controlled electric drive of transportation based on AC converter-fed motors

A simple solution to the problem of maximum current limitation in transportation electric drives based on AC converter-fed motors with "soft" start and rotation regulation is offered. The controlled electric drive is noted for safety and does not require significant change in the drive commutator scheme.

Key words – **controlled electric drive, AC converter-fed motor, maximum current limitation.**

Shavelkin A. A.

Frequency converters with multilevel formation of output voltage for medium-voltage electric drives.

The paper presents results of research on various types of multilevel frequency converters and principles of their control. Converters with series-connected low-voltage inverters in output phases are the most suitable for powerful medium-

79 voltage drives. Problems of decreasing switching losses and possibilities of reducing the number of elements in power circuits are considered for utilization of inverters with various-voltage power supplies.

Key words - **AC motor, multilevel inverter, medium voltage, control, PWM, SPWM, cascaded multilevel converter.**

Shinkarenko V.F.

Rotary electric machines: domain of existence, genomics and taxonomy of the class.

The domain of existence of rotary electric machines is defined and the genome structure of their basic types is described. Also the structure of the basic taxons of the electric machines studied is found. Genetic diagnosis of structure potential of implicit types of rotary machines is performed. A problem of systematic discrepancy between available terms standards and definitions for rotary electric machines is discussed.

Key words - **electric motors, classification, genome, domain of existence, genome structure, basic types, taxons.**

74

Electrical Engineering: Theory

Tchaban Vasyly

Electrodynamics without scalar potential.

In this paper, the scalar potential theory in electrodynamics of eddy fields is revised. Such assertion deals with pure mathematical approach and does not contradict physical essence of the process, since scalar potential, unlike vector poten-

79 tial for eddy fields, lacks physical substance. The proposed theory gives a possibility not only to understand the physical essence of electromagnetic phenomena deeper but also to simplify practical computations.

Key words – **electrodynamics, vector potential, scalar potential, physical essence**

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Gurin A. G., Lozhkin R. S.

Energy balance in a high-energy linear induction accelerator.

The article presents the main analytical expressions to calculate energy balance in a high-energy linear induction accelerator of high average power intended for industrial applications. Rela-

83 tionship between power, electrical, and construction parameters of the linear induction accelerator accelerating and focusing systems is shown.

Key words - **energy balance, linear induction accelerator, parameters, accelerating systems, focusing systems.**

Power Stations

Voronovsky G.K., Orlovskiy I.V., Zaratuiko A.V.

Device for integration wattmeter error estimation

The paper describes the main requirements for a device for integration wattmeter error estimation, principles of its functioning, and an algorithm of power measurement. The device can be applied for induction and electronic wattmeter calibration, while using the electronic wattmeter as a reference meter.

Key words – **wattmeter, error estimation, algorithm of power measurement, calibration.**

86 *Kotysh A.N., Pleshkov P.G., Kubkin M.V., Savelenko I.V.*

Influence of voltage transformer operation mode on optimal functioning of a power consumption recoding system

The article deals with the problem of optimal functioning of power consumption recoding systems in the market economy and the subsequent problem of reliable and improved utilization of voltage transformers operation modes.

Key words - **optimal functioning, recoding systems, voltage transformers operation modes.**

91

Babyak N.A., Teterko A.A., Minakova R.V., Kryachko L.A.

Research into structure and some properties of contact materials contactors of AC electric locomotives.

The paper describes current contact materials produced by Ukrainian and Russian enterprises and available for utilization as power contactors soldering in AC electric locomotives. Results of research essential in terms of reliability of the materials characteristics are given, and recommendations on their further application are submitted.

Key words - contact materials, power contactors electric locomotives, reliability.

Kostin N. A., Sablin O. I.

Power coefficient of direct-current electric stock.

In this work, a technique and results of power coefficient calculations for DC electric locomotives with an allowance for probabilistic nature of change in the locomotive current collector voltage and its traction current are given.

Key words – coefficient, reactive power, current, voltage, probability, stochastic processes.

Panasenko N.N.

The basic requirements for new-generation domestic mainline electric locomotives for freight train and passenger trains.

93

The basic requirements for a new generation of freight-and-passenger electric locomotives intended for the railways in Ukraine are considered, gain due to implementation of these requirements estimated.

Key words – electric railways, electric traction system, electric stock, semiconductor converter, asynchronous electric motor, actuating shaft

Chvorost N.V., Bozkho V.V.

Power circuits of converter assemblies in the main traction substations of underground railway with a longitudinal supply line.

Six-pole and twelve-pole circuits of rectifiers for converter assemblies in the main traction substations of underground railway are considered. A partially-controllable twelve-pole series rectifier circuit with reversible boost is shown to be the best circuit for the main traction substations of underground railway with a longitudinal supply line which secures output voltage stabilization.

Key words – underground electric railways, underground electric traction system, traction electric supply, underground electric stock, semi-conductor converter, asynchronous electric motor.

97

101

106

ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ 2004 РОКУ

№1

Байда Е.И	Расчет динамики электромагнита постоянного тока по данным статического расчета потокосцепления и силы методом конечных элементов	5
Беликова Л.Я., Смирнов С.Б.	Влияние ёмкости конденсатора на пусковые и рабочие свойства АКД	8
Болюх В.Ф., Лысенко Л.И.	Параметрический синтез электромеханических преобразователей с использованием генетических алгоритмов	12
Бялобржеский А. В., Ломонос А. И.	Исследование нелинейностей электромеханических преобразователей энергетическим методом	19
Головань В.І., Головань І.В.	Втрати енергії в феромагнітному магнітопроводі індукційного регулятора в колі ротора асинхронного двигуна при динамічних режимах	23
Заболотный И.П.	Влияние погрешности каталожных данных асинхронного двигателя на электромагнитные параметры и параметры нестационарных режимов	29
Игуменцев Е.А., Прокопенко Е.А., Марчук Я.С.	Статистические критерии при нормировании вибрации газоперекачивающих агрегатов	33
Кныш С.Ю., Смирнитская М.Б.	Оценка качества организации охраны труда на атомной электростанции с использованием контрольных карт	38
Лущик В.Д., Козьменко О.О.	Оптимізація короткозамкненої роторної обмотки для каскадного режиму роботи чотириполюсного асинхронного двигуна	42
Милых В.И., Дубинина О.Н.	Расчет вихревых токов и потерь мощности в сегментах крайнего пакета статора турбогенератора	44
Пуйло Г.В., Левин Д.М., Трищенко А.В.	Подсистема автоматизированного синтеза силовых трансформаторов со слоевыми обмотками.	49
Родькин Д.И., Черный А.П., Сычев С.Д., Мартыненко В.А.,	Характеристики асинхронного двигателя с учетом старения стали	53
Ставинский А.А.	Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики	57
Баранов М.И.	Приближенный расчет минимальной температуры плазмы при электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов	62
Вороновский Г.К., Козлоков А.Ю., Сергеев С.А., Махотило К.В.	Анализ тенденций изменения структуры электропотребления в быту	66
Завгородній В.Д.	Езотеризм операторів теоретичної електромеханіки	70
Кравченко А.И., Бовда А.М	Об измерении магнитной анизотропии с использованием комбинированного магнита	75
Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В.	Об ошибках, допущенных при постановке проблемы "выбора условно положительных направлений"	77
Себко В.П., Титова Н.В.	Модификации двухпараметрового контактного электромагнитного метода	83
Хворост Н.В., Чумак В.А.	Режимы работы сетевого фильтра тяговой электропередачи с полупроводниковыми преобразователями магистрального электроподвижного состава постоянного тока	87
Загірняк М.В.	“Ідея університету” в Україні (до дискусії на шостій щорічній конференції програми ім. Фулбрайта в Україні)	93

№2

Байда Е.И.	Расчет внешнего магнитного поля комплектного распределительного устройства.	5
Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г.	Оптимизация конструкции сетевых кабелей по коэффициенту затухания в зоне допусков геометрических размеров параметров передачи.	8
Верхола А.В.	Перспективы использования специального трансформатора тока для компенсации износа контактов синхронного вакуумного контактора.	11
Грайворонский В.А., Паначевный Б.И., Степанова Г.А., Яковлев А.И.	Бесколлекторная машина постоянного тока.	14
Жорняк Л.Б.	Определение времени нагрева комплектных устройств при ускоренных тепловых испытаниях на основании экспериментальных и теоретических температурных исследований.	15
Козлов В.В.	Моделирование процессов теплообмена в дисковых обмотках силовых трансформаторов методом конечных элементов.	18
Лебедев В.А.	Задачи сварки в магнитных полях.	22
Лупиков В.С., Серeda А.А., Ерисов А.В., Крюкова Н.В., Геляровская О.А.	Анализ типичных ошибок проектирования трансформаторов в маломагнитном исполнении.	26
Любимова Л.А.	Структурный синтез и исследование индукционно-динамического преобразователя нетрадиционной формы.	34
Пентегов И.В., Рымар С.В.	Особенности расчета индуктивностей рассеяния трансформаторов с развитыми магнитными потоками рассеяния.	38
Сосков А.Г., Алаев П.Н., Соскова И.А.	Сверхбыстродействующие бесконтактные выключатели на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах	46
Тершин В.Н., Богданова Л.Е.	Некоторые аспекты повышения эффективности защиты низковольтного электрооборудования.	51
Худяев А.А., Чебетько А.Е., Антоненко Н.С.	Итерационное двухдвигательное линейное исполнительное устройство для электроприводов подач повышенной точности.	54
Чабан В.Й.	Комбінований алгоритм аналізу усталених процесів електротехнічних пристроїв.	61
Шумилов Ю.А.	Стан справ в області віброакустичних досліджень електричних машин у світі (узагальнюючий аналіз наукових доповідей міжнародних семінарів з вібрацій і акустичного шуму електричних машин: 25 - 26 травня 1998 р., Бетюн, Франція; 1 – 3 червня 2000 р., 17 – 18 жовтня 2002 р., Лодзь, Польща.	64
Chuvashhev V.A., Moukhametchine N.A., Gabbrakhmanov Ch.	Rotor of die-casting induction motor with anisotropic copper bars	66
Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.	Экспериментально-аналитическое определение удельной энергии электротеплового разрушения медных проводников под воздействием больших импульсных токов.	70
Баранов М.И.	Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с током	74
Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т.	Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов	80

Вороновский Г.К., Золотухин Л.А.	Подход к решению задачи прогнозирования отпуска тепла в городе на основе технологии DATA MINING.	85
Хворост М.В., Чумак В.А., Панасенко Н.М.	Порівняльна оцінка вентильних комплектів двофазного і трифазного тягових асинхронних електроприводів.	89
Латинін Ю.М., Мілих В.І.	Аналіз державних стандартів з електричних машин	94

№3

Боев В.М.	К 175-летию опубликования Первой серии “Экспериментальных исследований по электричеству” Майкла Фарадея.	5
Клименко Б.В.	Ода Готфриду (К 80-летию профессора Бигельмайера)	8
Болюх В.Ф.	Эффективность электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа. Критерии и анализ	13
Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.	Анализ систем возбуждения линейных импульсных индукционных двигателей	19
Васьковский Ю.Н., Цивинский С.С., Гайденок Ю.А.	Оптимизация концевых клиньев ротора турбогенератора для повышения надежности его работы в несимметричных режимах	26
Головань В.І., Головань І.В.	Декомпозиція задачі проектування асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора	29
Канов Л.Н.	Анализ переходных процессов в электрических машинах постоянного тока методом схемного моделирования	34
Милых В.И., Поляков И.В., Полякова Н.В., Штангеев Е.И.	Расчетно-экспериментальное тестирование программы Femm и преодоление проблем ее использования для расчета магнитного поля электрических машин	38
Мишин В.И., Герасимчук А.В., Качкур А.В.	Параметры схем замещения компенсированных асинхронных двигателей	44
Пентегов И.В., Рымар С.В., Лавренюк А.В.	Новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов	49
Середа А.Г.	Эффективное использование независимых расцепителей токоограничивающих автоматических выключателей	56
Чабан А.	Симуляція комутаційних перенапруг глибокопазного асинхронного мотора, що живиться через кабель	61
Чувашев В.А., Папазов Ю.Н., Чуванков В.Ю., Мухаметшин Н.А., Клименко Б.В., Луников В.С., Пилюгина О.Ю.	Асинхронные двигатели с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора	65
Бондар О.І.	Усталені процеси в колі з нелінійним електрохімічним елементом при дії несинусоїдної вхідної напруги	68
Кравченко А.И., Бовда А.М.	Магнитное поле цилиндра, намагниченного однонаправленно перпендикулярно оси	73
Луников В.С., Гелярская О.А., Мартыненко Д.Л., Крюкова Н.В., Ерисов А.В.	Алгоритм получения точки нулевого магнитного поля вблизи электрооборудования	75

Морозов И.В.	Компенсация термомеханических напряжений в оптическом кабеле	81
Пантелеят М.Г., Шульженко Н.Г.	Математическое моделирование двухмерных электромагнитных и тепловых полей в роторе турбогенератора	84
Баранов М.М., Баранов М.И., Носенко М.А.	Аналитический расчет максимальной температуры нагрева массивного проводника импульсным током	87
Бойко Н.И., Борцов А.В., Евдошенко Л.С., Иванов В.М., Иванькина А.И., Тур А.Н.	Импульсный коронный разряд с расширенной зоной ионизации: физические основы получения и перспективные области применения	98
Лебедев В.А.	Обеспечение сварки в магнитных полях	105
Вороновский Г.К., Золотухин Л.О.	Улучшение энергетических показателей асинхронных двигателей при переходе на частотное управление	108
Баранов М.И.	Феномен экспоненциального закона распределения физического поля в природе и учебный процесс	111

№4

Боев В.М., Грибская Е.А., Лавриненко О.В.	"Электротоническое состояние" и закон электромагнитной индукции Фарадея.	5
Ашмарина С.В., Тимофеев В.И., Береснева Е.С., Руссова Н.В., Свинцов Г.П., Кадыков В.К.	К расчету магнитной проводимости рабочих воздушных зазоров Ш-образного цилиндрического электромагнита	9
Белый П.Н.	Упрощенная математическая модель для описания магнитного поля в рабочем зазоре магнитоэлектрических двигателей	13
Голенков Г.М., Макогон С.А.	Вибропогружатель с индукционным линейным двигателем	15
Данько В.Г.	Перспективні розробки турбогенераторів з надпровідниковими обмотками	17
Дегтев В.Г., Самойлов Г.А.,	Сравнительный анализ методов расчета индуктивностей нетрадиционных многофазных обмоток	21
Заблодский Н.Н., Плюгин В.Е., Овчаров А.А., Захарченко П.И., Оприян В.Н.	Механические характеристики шнекового электротепломеханического преобразователя	23
Завгородній В.Д., Мороз В.І., Бойко А.С.	Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 5. Аналіз алгоритмів обробки вихідних сигналів)	27
Завгородній В.Д., Петрова О.А., Снітков І.Ф.	Порівняльний аналіз енергетичних показників індукційних мікроелектродвигунів за умов несиметричного живлення	34
Канюк Г.И., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.,	Математическое моделирование электронных управляющих устройств, используемых в электронно-гидравлических следящих системах.	42
Милых В.И., Полякова Н.В.	Гармонический анализ ЭДС в турбогенераторе на основе численных расчетов вращающихся магнитных полей	46
Мишин В.И., Чуєнко Р.Н.,	Особенности физических процессов в компенсированном асинхронном	52

Кулинич А.Н.	двигателе.	
Муравлев О.П., Муравлева О.О., Вехтер Е.В.	Использование асинхронных двигателей повышенной мощности для энергосбережения в жилищно-коммунальном хозяйстве	57
Пентегов И.В., Рымар С.В.	Выбор гармоничного варианта трансформатора при многокритериальной оптимизации.	60
Пиротти А.Е., Черенков А.Д.,	Анализ флуктуационных характеристик двухкольцевой системы фазовой автоподстройки частоты стабилизируемого генератора	67
Рудаков В.В., Рудаков С.В.	Оптимизация конструкции коаксиального кабеля с многослойным диэлектриком	70
Рябчицкий М.В., Серебряков Д.С.	Синтетические испытания низковольтных аппаратов на предельную коммутационную способность	74
Сибко В.П., Филоненко Д.В.	Определение ожидаемых значений компонентов сигналов контактного электромагнитного преобразователя	78
Ставинский А.А.	Проблема и нетрадиционные технические решения улучшения виброакустических характеристик асинхронных двигателей	81
Шайда В. П., Егоров Б. А. Любарский Б. Г.	Исследование влияния конструкции обмотки возбуждения на энергетические параметры магнитной системы в МПТ средней мощности общепромышленного назначения.	86
Баранов М.М., Баранов М.И.	Упрощенные критерии взаимной независимости полевых решений электромагнитных и тепловых задач для массивного проводника с переменным током	90
Баранов М.И.	Аналитический расчет времени электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов высоковольтных электрофизических установок	95
Гладченко В. Я., Гурин А. Г., Мостовой С.П., Альшейхи А.А.	Электродинамические источники гидроакустических импульсов для экологических и геофизических исследований на шельфе моря	100
Вороновский Г.К., Орловский И.В.	Автоматизированная система контроля и учета электроэнергии на ОАО "Харьковская ТЭЦ 5"	104
Милых В.И., Латынин Ю.М.	Вітчизняний підручник з електротехніки: Аналіз стану та шляхи становлення	110

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЕЙ И ИНФОРМАЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ В НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКОМ ЖУРНАЛЕ "ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
Украина, 03056, Киев, пр-т Победы, 37, НТУУ "КПИ", кафедра "Электромеханика"
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-62-81, факс (057) 707-66-01, E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Текст анотації українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст аннотации на русском языке, до 5 строк.

ВВЕДЕНИЕ

В журнале публикуются результаты исследований и обзоры в области электрических машин и аппаратов, сильных магнитных полей и теоретической электротехники, не публиковавшиеся ранее, методические материалы по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика", а также информационные материалы по профилю журнала.

Пакет документов направляемый в редакцию должен содержать:

1) в печатном варианте:

— статья либо информационный материал (1 экз.) выполненный на листах бумаги формата А4 плотностью 80 - 90 г/м², отпечатанный на лазерном принтере с разрешающей способностью не менее 300 dpi;

— акт экспертизы с печатью (для граждан Украины). Официальное письмо с просьбой опубликовать статью (для граждан зарубежных стран);

— рецензия (подписывается доктором наук и заверяется печатью);

— копия документа об оплате за публикацию.

2) в электронном варианте:

— статья либо информационный материал выполненный по данным требованиям (без колонтитулов и нумерации страниц);

— аннотация на английском языке (авторы, название статьи, аннотация, ключевые слова);

— сведения об авторах (фамилия, имя, отчество полностью).

Аннотация и сведения об авторах выполняются в виде отдельного документа Microsoft Word с произвольным форматированием.

Оригинал статьи либо информационных материалов готовится только с использованием редактора Microsoft Word на одном из трех языков: украинском, русском, английском.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЕЙ

Все разделы документа должны содержать поля: слева, справа, сверху – по 20 мм, снизу – 25 мм. Заполнение последнего листа должно быть не менее 80%.

Заголовок статьи содержит:

— код УДК;

— название статьи (Times New Roman 12pt, жирный, размещение по центру, заглавные буквы, не допускаются переносы);

— список авторов, ученая степень (при необходимости звание и должность), название организации, почтовый адрес, контактные телефоны (факс, E-mail). Для авторов различных организаций список приводится по данной выше форме;

— аннотации статьи на украинском (обязательно только для граждан Украины) и русском языках, объемом до 5 строк каждая, оформляются шрифтом Times New Roman 9 pt, жирный, курсив.

Между элементами заголовка статьи делается интервал в одну строку 10 pt.

ОСНОВНОЙ ТЕКСТ СТАТЬИ

Текст размещается в двух колонках, расстояние между которыми 5 мм. Абзацные отступы (красная строка) – 7,5 мм. Текст набирается шрифтом Times New Roman 10 pt с одиночным межстрочным интервалом. Допускается разделение текста на разделы. Название раздела оформляется заглавными буквами и центрируется, нумерация – не обязательна (разделы ВВЕДЕНИЕ, ЗАКЛЮЧЕНИЕ и ЛИТЕРАТУРА, если такие имеются, не нумеруются). Перед названием раздела вставляется одна пустая строка.

Рисунки и широкие таблицы допускается размещать в одну колонку. Название выполняется шрифтом размером 9 pt. Допускается использование рисунков и таблиц без названия: Рис. 1, Таблица 1.

Таблица 1

Размеры полей текста статьи

Поле слева	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле сверху	20 мм
Поле снизу	25 мм

Рисунки располагаются в отдельных абзацах, с выравниванием по центру и оформляются как отдельные объекты, выполненные в редакторе рисунков Microsoft Word или вставленные в текст статьи в формате bmp или jpg.

Расположение рисунка поверх текста и применение альбомной ориентации бумаги не допускается.

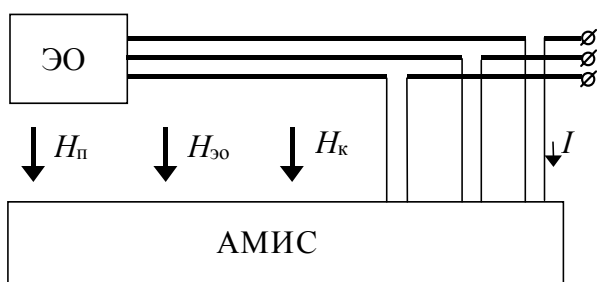


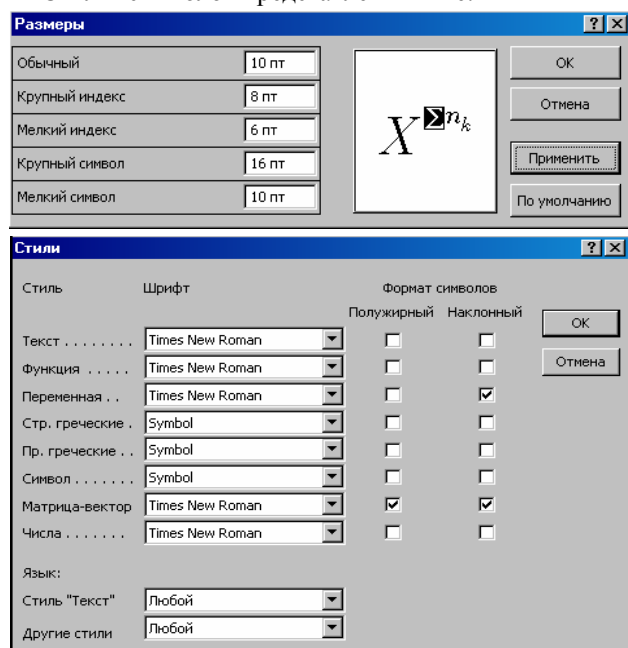
Рис.1. Функциональная схема устройства

Математические формулы создаются в виде отдельных объектов только в редакторе формул *Microsoft Equation*, располагаются по центру и нумеруются в пределах статьи, номер прижат к правой стороне колонки. За формулой должен следовать знак препинания, а если формула содержит пояснения, то они должны начинаться с нового абзаца со слова "где" без отступа

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_k \text{ внутр}}, \quad (1)$$

где $\tau_{u \max}$ — ..., $T_k \text{ внутр}$ — ...

Настройки редактора формул для меню "Размер" и "Стиль" символов представлены ниже:



Кириллические символы в формулах должны быть выполнены в стиле "Текст".

Во избежание различного рода наложений символов в формулах не рекомендуется применять символ деления /, букву ℓ , а также изменять размер объ-

екта формулы. Кроме того необходимо использовать символ умножения в виде точки.

Большие выражения и уравнения необходимо записывать в несколько строк

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символы в формулах и в тексте статьи должны иметь одинаковые начертания.

Перечень используемой литературы размещается в конце текста. Размер шрифта - 9pt. После отступа одной пустой строки (10pt) от основного текста по центру колонки помещается слово ЛИТЕРАТУРА. Нумерация источников – в порядке ссылок по тексту либо в алфавитном порядке, номер помещается в квадратных скобках с выступом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Если Вы делаете ссылку на формулы, рисунки, таблицы или литературу, необходимо использовать следующие обозначения: (1), (1) и (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 и 2; табл. 1, табл. 1 и 2; [1], [1 – 3, 5].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] P.B. Johns, "A symmetrical condensed node for the TLM method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, Apr. 1997, pp. 370-377.
- [2] Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 272 с.
- [3] Лавров В.Я. Численно-аналитический метод расчета помехонесущих магнитных полей // Техн. электродинамика. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля феромагнітного виробу / А.В. Срисов, В.С. Лупіков, В.Ю. Розов та ін.— №95125251; Заявлено 12.12.95; Опубл. 30.06.97. Бюл. №3. — 6 с.
- [5] Минкевич А.В. Физическое пространство — время и релятивистская космология // Тез. докл. 10-й Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации" (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В конце статьи, через интервал в 1-2 строки размера 10pt, на языке оригинала указывают дату поступления статьи в редакцию журнала (размер 9pt, курсив, расположение по правому краю). Например:

Поступила 02.07.2004

либо

Надійшла 02.07.2004

Материалы принимаются по адресу:

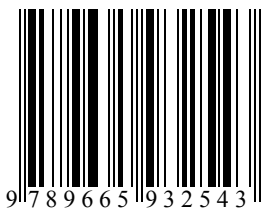
Кафедра "Электрические аппараты", НТУ "ХПИ", ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, 61002, Украина

Электронные варианты материалов по E-mail: eie@kpi.kharkov.ua

Справки по телефонам: (057) 707-62-81 Клименко Борис Владимирович

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2005'1



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов
Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 11.02.2005 р.
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Сору
Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 13,25.
Наклад 300 прим. 1-й завод - 120. Зам. № 290. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
