



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2004'3



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2004'3**

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, завідувач кафедри електричних апаратів 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 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. к.т.н., доцент кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків (відповідальний секретар)

Маслій 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 кафедри загальної електротехніки 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, завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХДАМГ, 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

Резцов 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 ХДАМГ, Харків

Ткачук В.І. д.т.н., професор, завідувач кафедри електричних машин

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. Славенні імена

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

Електричні машини та апарати

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.,
Гайдено 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.,
Лупиков В.С.,
Пилогина О.Ю.** Асинхронные двигатели с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора 65

Теоретична електротехніка

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, намагниченого однонаправленно перпендикулярно оси 73

**Лупиков В.С.,
Геляровская 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

Техніка сильних електричних та магнітних полів

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

Електричні станції

Вороновский Г.К., Золотухин Л.О.	Улучшение энергетических показателей асинхронных двигателей при переходе на частотное управление	108
-------------------------------------	--	-----

Зміст освіти за напрямками підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка"

Баранов М.И.	Феномен экспоненциального закона распределения физического поля в природе и учебный процесс	111
--------------	---	-----

Ювілеї

Вороновский Г.К.	К 60-летию со дня рождения	116
------------------	----------------------------	-----

Список авторів		117
-----------------------	--	-----

Abstracts		118
------------------	--	-----

В 2006 году исполняется 175 лет со дня выхода в свет (1831 г.) книги Майкла Фарадея "Экспериментальные исследования по электричеству". В этой книге впервые было изложено доказательство закона электромагнитной индукции, с открытия которого началось бурное развитие

ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ и ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ

и их многочисленных технических приложений, вошедших в повседневную жизнь человечества.

В этой связи в нашем журнале открывается новая рубрика "Електротехніка: Визначні події. Славетні імена" ("Електротехніка: Знаменательные события. Великие имена"). Редакция журнала приглашает всех ученых принять участие в наполнении этой рубрики обзорными или конкретными научно-техническими статьями, содержание которых связано с выдающимися открытиями и изобретениями в области электротехники и электромеханики, а также с именами выдающихся ученых и изобретателей. По мнению редакции, статьи должны иметь примерно следующую тематическую направленность:

- научно-исторические статьи, в которых излагаются процесс и научно-технические последствия открытий;
- научно-технические статьи, содержащие оригинальные разработки теоретического или прикладного технического характера, непосредственно связанные с законами и открытиями выдающихся электротехников и электромехаников.

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Вартість підписки на рік — 105,60 грн., на квартал — 26,40 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.

К 175-ЛЕТІЮ ОПУБЛІКОВАНИЯ ПЕРВОЙ СЕРИИ “ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ЭЛЕКТРИЧЕСТВУ” МАЙКЛА ФАРАДЕЯ

Боев В.М., д.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра ТОЭ

тел. (057) 707-69-61

Відзначено основні дати життя і наукової діяльності М. Фарадея, відомого у всьому світі вченого. Його відкриття закону, явища електромагнітної індукції поклало початок серії публікацій під загальним заголовком “Експериментальні дослідження по електриці”, яка включає результати цікавих досліджень з магнетизму і електрики. Перша серія цієї знаменитої праці “Про індукцію електричних струмів” датована 24 листопада 1831 р.

Отмечены основные даты жизни и научной деятельности М. Фарадея, известного во всем мире ученого. Его открытие закона, явления электромагнитной индукции положило начало серии публикаций под общим заглавием “Экспериментальные исследования по электричеству”, включающей результаты интересных исследований по магнетизму и электричеству. Первая серия этого знаменитого труда “Об индукции электрических токов” датирована 24 ноября 1831 г.

Майкл (Михаил) Фарадей – личность мировой величины в истории науки, величайший исследователь в области электричества. Очень метко его значение в развитии науки отметил А. Г. Столетов: "Никогда со времен Галилея свет не видал стольких поразительных и разнообразных открытий, вышедших из одной головы".

Фарадей родился 22 сентября 1791 года в семье лондонских кузнецов. Его старший брат Роберт, унаследовавший профессию отца, сыграл в судьбе Майкла большую роль. Он поощрял тягу Майкла к знаниям и поддерживал его материально. Небольшие доходы кузнеца, однако, не позволили Фарадею получить университетское образование – он не закончил даже средней школы. В двенадцать лет Майкл поступает учеником к владельцу книжной лавки и переплетной мастерской Жоржу Рибо. Здесь за десять лет Фарадей проделал огромную работу. Он полностью ликвидировал пробелы в своем образовании, прочитал всю доступную литературу по физике, электричеству и химии и подготовил себя к научной деятельности. Он повторил все опыты, которые описывались в книгах, в самодельной домашней лаборатории и упорным трудом выработал ясный и лаконичный стиль изложения мыслей. В 1810 году умер отец и Майкл должен был стать самостоятельным мастером. Карьера переплетчика не интересовала его, он хотел заниматься наукой и здесь случай помог Фарадею. Клиентом мастерской был член Королевского общества Дэнс. Видя тягу к науке молодого переплетчика, он помог Фарадею попасть на лекции по физике и химии выдающегося ученого Гэмфри Дэви в Королевском институте. Фарадей записал четыре лекции, а тетрадь лекций (тщательно переписанных и переплетенных) вместе с письмом послал лектору. Этот шаг оказался переломным в его судьбе. В 1813 году Дэви пригласил Фарадея на освободившееся место ассистента в Королевский институт, в стенах которого протекала вся его дальнейшая научная деятельность.

С осени 1813 г. до весны 1815 г. Фарадей вместе с Дэви путешествовал по Европе. В 1816 г. в научном

журнале Королевского института появляется первая печатная работа Фарадея о химическом анализе едкой тосканской извести. В 1816 г. Фарадей читает в “Философском обществе” свой первый курс, названный им “Описание свойств, присущих веществу, видов вещества и сведения о простых телах”. Затем последовали работы по сжижению газов, где впервые было применено комбинирование охлаждения и сжатия вещества. Фарадей становится известен в английских научных кругах. В 1824 году его избирают в члены Королевского общества, в 1825 году – он директор лаборатории и в 1827 году – профессор Королевского института.



Над открытием электромагнитной индукции Фарадей работал около десяти лет. Прежде, чем приступить к самостоятельным исследованиям по электромагнетизму, Фарадей обстоятельно изучил литературу

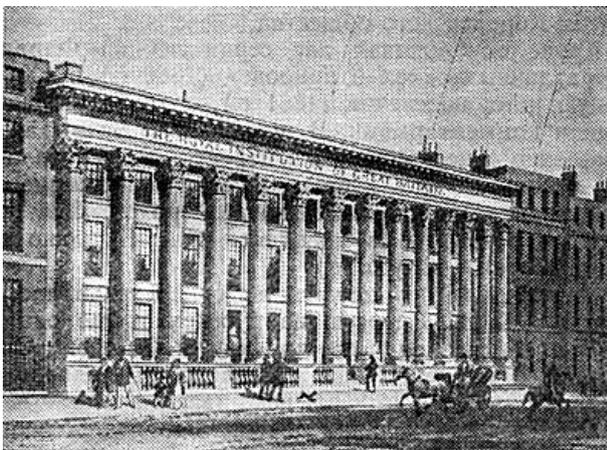
по этому вопросу. Ознакомившись с работой Эрстеда об отклонении магнитной стрелки вблизи проводника с током, Фарадей занялся исследованием связи между электрическим и магнитными явлениями. 1 октября 1820 г. – дата начала занятий Фарадея этой областью физики – электромагнетизмом, в которой ему суждено было обессмертить свое имя.

В первый день рождества 1821 г. Фарадей впервые обнаружил вращение магнита вокруг проводника с током и вращение проводника с током вокруг магнита. В том же году он формулирует в дневнике задачу - *"превратить магнетизм в электричество"*. Свою первую публикацию по этому вопросу в 1821-1822 гг. он назвал "Опыт истории электромагнетизма".

Но лишь спустя 10 лет он, детально изучив, явление электромагнитной индукции, вывел её основной закон, выяснил зависимость индукционного тока от магнитных свойств среды, исследовал явление самоиндукции и экстратоки замыкания и размыкания. Открытие явления электромагнитной индукции имело огромное научное и практическое значение. Это явление, исследованное ученым во всех деталях, сразу же приобрело огромное научное и практическое значение и легло в основу электротехники: в нем проглядываются и первый трансформатор, и первый электромотор и первая динамомашинка.

29 ноября 1831 г. Фарадей сообщает редактору физического английского журнала "Философический Мэджин" Ричарду Филлипсу о своем намерении публиковать систематически свои исследования под общим заглавием "Экспериментальные исследования по электричеству". Первая серия этого знаменитого труда, датированная 24 ноября 1831 г., открывалась разделом, носящим название "Об индукции электрических токов".

12 марта 1832 г. Фарадей сдал на хранение в архив Королевского общества запечатанный конверт с надписью: "Новые воззрения, подлежащие хранению в запечатанном конверте в архивах Королевского общества". Вот когда пришла Фарадею идея о волнообразном распространении с конечной скоростью электрических и магнитных "сил".



Королевский институт Великобритании
(с акварели Т. Шеферда).

Материалистическая позиция Фарадея проявилась в его убежденности в единстве и превращаемости всех сил, в признании материальности среды, которую ранее предпочитали называть пустотой, и, наконец, в отрицании дальнего действия. Фарадей наполнил физическим содержанием понятие поля как объекта, передающего действие одного тела, скажем, электрического заряда, на другой. Эта революционная идея в корне противоречила господствующим в те времена представлениям о мгновенной передаче действия на большие расстояния.

Не менее важен вклад Фарадея в учение об атомном строении вещества. В июне 1833 г. Фарадей установил: *"Что бы собой ни представляло разлагаемое вещество: воду, растворы солей, кислоты, расплавленные тела и т.д. – для одного и того же количества электричества сумма электрохимических действий есть также величина постоянная, т.е. она всегда эквивалентна стандартному химическому действию, основанному на обычном химическом средстве"*. Он доказал тождество "животного", "магнитного" и полученного от трения видов электричества: Для установления количественных соотношений между различными видами электричества, Фарадей начал исследования по электролизу. В 1834 г. Фарадей формулирует законы электролиза:

1. "Химическое действие электрического тока прямо пропорционально абсолютному количеству проходящего электричества",

2. "Электрохимические эквиваленты совпадают и тождественны с обычными химическими эквивалентами".

Эти законы явились веским доводом в пользу дискретности вещества и электричества. В январе 1834 г. Фарадей предпринял важные шаги для уточнения количественных соотношений. С этой целью он строит прибор, позволяющий оценивать количество электричества по его химическим действиям, названный им вольтэлектрометром (вольтаметром). 7 апреля 1834 г. была закончена 8 серия "Экспериментальных исследований по электричеству". 18 декабря 1834 г. Фарадей представил Королевскому обществу 9 серию "Экспериментальных исследований по электричеству", озаглавленную "Об индуктивном влиянии электрического тока на самого себя и об индуктивном действии электрических токов вообще".

15 серия, датированная 1838 г., посвящена электричеству угря. В январе 1840 г. Фарадей начал 16 серию "Экспериментальных исследований по электричеству", посвященную вопросу об источнике мощности гальванического элемента. Тому же вопросу посвящены 17 и 18 серии. Он ввел представление о силовых линиях, которые считал, однако, физически существующими. Идеи Фарадея об электрическом и магнитном полях оказали большое влияние на развитие всей физики.

Через несколько лет после смерти Фарадея из законов электролиза был вычислен заряд "атома электричества" – электрона.

В 1842 г. Фарадей пишет о прохождении электричества в громоотводах. 4 февраля 1843г. в письме к члену Королевского общества Филлипсу был опи-

сан опыт с мороженицей (“цилиндр Фарадея”). В этом же году он докладывает о некоторых явлениях электрической индукции и электричества пара и о свете и вентиляции в шахтах. В 1844 г. наряду с теоретическим докладом об электрической проводимости и природе материи Фарадей делает доклад о производстве и серебрении зеркал и написал письмо Ричарду Тейлору, которое назвал “Размышления об электрической проводимости и о природе материи”. В 1845 г. он делает доклады о сжижении и отвердевании газов, о вентиляции шахт и способах предотвращения взрывов рудничного газа, о цинкографии, об артезианском источнике на Трафальгарской площади.

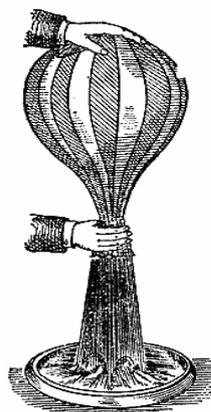
В 1845 г. Фарадей представляет 19 – 21 серии “Экспериментальных исследований по электричеству”. Он исследует магнитные свойства различных материалов, Фарадей открыл явления **парамагнетизма** и **диамагнетизма**. В 1845 он установил вращение плоскости поляризации света в магнитном поле (**эфф-фekt Фарадея**). Это было первое наблюдение связи между магнитными и оптическими явлениями, которая позднее явилась подтверждением электромагнитной теории света Дж. Максвелла. Фарадей изучал также электрические разряды в газах, пытаясь выяснить природу электричества.

В 1850 г. была написана 23 серия, закончена 24 серия “Экспериментальных исследований по электричеству”, посвященная вопросу о взаимной связи между тяготением и электричеством. В 25 серии говорилось об исследованиях диамагнетизма и парамагнетизма.

С октября 1851 г. по июнь 1852 г. Фарадеем были написаны 28 и 29 серии “Экспериментальных исследований по электричеству” и примыкающая к ним статья “О физическом характере линии магнитной силы”. 16 июля 1852 г. в “Известиях Королевского института” была опубликована статья “О физических линиях магнитной силы”. В 1853 г. Фарадей закончил свою статью о магнитной силе. В январе 1854 г. он публикует статью “Об электрической индукции – случай одновременного влияния токов и зарядов”, а в июне – реферат “О подземных проводах электричества”. В 1855 г. была опубликована статьи “О некоторых вопросах учения о магнетизме” и “Дальнейшие соображения об одновременных динамических и статических действиях в явлениях электрической индукции”. В 1856 г. Фарадей опубликовал письмо к Риссу о влиянии изоляторов на электрическую индукцию, заметку о некоторых магнитных действиях и притяжениях, 30 серию “Экспериментальных исследований по магнетизму”, посвященную магнитокристаллической силе и действию теплоты на намагничивание, заметки о процессе серебрения стекла, о раздробленном золоте. В 1857 г. Фарадей опубликовал заметку о сохранении силы, об отношении золота к свету, о мерцании звезд, о постоянном появлении вспышек молнии. В 1858 г. появилось письмо к Тиндалю об аномальном плавлении льда, заметки о статической индукции и об электрическом телеграфе Уитстона. В 1859 г. Фарадей стал искать доказательство влияния магнитного поля на спектр светового излучателя. В этом же году были опубликованы “Эксперименталь-

ные исследования по химии и физике”, воспроизводящие статьи Фарадея в различных журналах с 1821 по 1857 гг. В 1859-1860 гг. Фарадей прочитал цикл лекций под названием “Силы материи и их взаимоотношения”. В 1860 г. публикуются цикл лекций “Отчет о способе очищения воды”, статьи “Об электрическом шелковом ткацком станке”, “Об освещении домов”.

В 1861 г. Фарадей публикует свою знаменитую популярную книгу “История свечи”, составленную из его лекций для детей, прочитанных в декабре 1860 г. и январе 1861 г. Свои лекции он иллюстрирует простыми рисунками и ясными описаниями, понятными даже детям. Вот маленький пример такой лекции.



Вот эта тарелка будет представлять собой, так сказать, “чашечку” свечи; горючее – спирт, налитый в тарелку; над ним я помещу эту трубу для тяги – такое устройство лучше, чем если бы я предоставил это дело случаю. То, что мы получаем у верхушки трубы, это, вообще говоря, то же самое, что получается при сгорании свечи. Запускать шар я сейчас не собираюсь, моя цель не в этом, а я его сюда прилажу, чтобы показать вам результат действия вещества, поднимающегося как от свечи, так и от этого пламени в вытяжной трубе. (Из книги “История свечи”).

В 1862 г. появляется последняя печатная заметка Фарадея о газовых печах. В этом же году Фарадей пытался обнаружить влияние магнитного поля на спектр источника света, помещенного между полюсами магнита.

Умер Майкл Фарадей 27 августа 1867 г.

Открытия Фарадея завоевали признание во всем научном мире. Впервые идеи Фарадея “перевел” на общепринятый математический язык Дж. Максвелл. В предисловии к своему “Трактату по электричеству и магнетизму” (1873) он писал: “По мере того, как я подвигался вперед в изучении Фарадея, я убедился, что его способ понимания явлений также имеет математический характер, хотя он и не предстает нам облеченным в одежду общепринятых математических формул”. Именем Фарадея впоследствии были названы законы, явления, единицы физических величин (**фарада, число Фарадея, цилиндр Фарадея**).

Гельмгольц, оценивая роль Фарадея в истории человеческого общества, сказал: “До тех пор пока люди пользуются благами электричества, они всегда будут с благодарностью вспоминать имя Фарадея”.

Поступила 20.08.2004

ОДА ГОТФРИДУ

(К 80-летию профессора Бигельмайера)

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, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

Короткий нарис про життя та діяльність професора Готфріда Бігельмайера – видатного вченого та винахідника в галузі електробезпеки та апаратів захисту.

Краткий очерк о жизни и деятельности профессора Готфрида Бигельмайера – выдающегося ученого и изобретателя в области электробезопасности и аппаратов защиты.

Потрясающие, захватывающие дух успехи естественных и технических наук вызывают вполне объяснимое чувство гордости за время, в котором мы живем. Какой нынче век на дворе? Век атома, электроники, космический, компьютерный? А, может быть, век генетики и биотехнологий? Ученые все глубже и глубже проникают в тайны бытия, инженеры, стараясь не отставать, разрабатывают все новые и новые машины и устройства, призванные улучшить качество жизни человека. И в этом калейдоскопе успехов человеческого гения вдруг возникают катаклизмы, ломающие судьбы миллионов людей, приводящие огромным материальным потерям, ставящие под вопрос существование самой цивилизации.

И вот уже не хвала, а хула раздается в адрес представителей естественных и технических наук за то, что результаты их исследований и разработок во многих случаях не только не защищают человека, но и в значительной мере угрожают и вредят ему. Примеров можно привести много, упомянем лишь ядерную физику, сулившую практически неисчерпаемые источники энергии, и приведшую к трагедии Хиросимы и к Чернобыльской катастрофе. А химия – с ее отравляющими веществами, а биология – с ее не ясными последствиями генетических исследований, а электроэнергетика – с ее «лунными ландшафтами» вокруг тепловых электростанций и заболоченными водохранилищами при гидроэлектростанциях. Этот список можно продолжать очень долго. Неужели



все так мрачно и научно-технический прогресс ведет в тупик? Возможно, так бы и случилось, если бы среди огромного количества ученых и инженеров, не задумывающихся над последствиями своей деятельности (не только научно-техническими, но и моральными) не было горстки подвижников, посвятивших свою жизнь защите человека от опасностей, которые несут с собой техника и естественные науки. Одним из таких ученых является австрийский профессор Готфрид Бигельмайер.

Кто же такой доктор Бигельмайер? Для тех, кому его имя ничего не говорит, скажем сразу – это человек, внесший неопределимый вклад в теорию и практику защиты человека от пагубного воздействия электрического тока, теорию и практику электробезопасности. Причем внес он этот вклад, поставив на кон собственную жизнь, проведя на себе смертельно опасные опыты по воздействию электрического тока на человека, полагаясь лишь на надежность и эффективность (в этом он был убежден!) созданных им аппаратов защитного отключения. Думаю, не случайно, что такой человек появился именно в Австрии – спокойной и благополучной стране, где электричество представляет одну из основных опасностей для человека. В нашем отечестве – другие опасности, другие приоритеты и другие герои¹.

Зная, что в 2004 г. проф. Г. Бигельмайеру исполняется 80 лет, в конце лета 2003 г. я написал ему письмо, начало которого приводится ниже.

¹ Выдающийся русский ученый академик Иван Михайлович Сеченов на себе ставил научные опыты (пил водку – много и регулярно, скрупулезно фиксируя при этом изменения в своем психофизическом состоянии), убедительно доказав пагубность влияния алкоголя на психику и физиологию человека. Несмотря на регулярность потребления алкоголя в больших количествах, чудесным образом не спился и в 30 лет (1860 г., СПб, Медико-хирургическая академия – та самая, где в начале XIX века преподавал и открыл электрическую дугу проф. В.В. Петров, кстати, тоже с риском для жизни) защитил докторскую диссертацию на тему «Материалы для будущей физиологии алкогольного опьянения» (БСЭ, т.23, с.963). В этой истории удивительным является то, что свои опыты молодой И.М. Сеченов проводил в Германии и Австрии (в Вене!) – то ли в России не хватало качественных реагентов, обеспечивающих чистоту эксперимента и достоверность полученных результатов, то ли маститые отечественные ученые были недостаточно компетентны в теме исследований и не могли обеспечить надлежащего уровня научного руководства. Но, как настоящий патриот, И.М. Сеченов с риском для жизни проводил опыты в очень важном для России того времени направлении, причем актуальность полученных им результатов сохраняется до настоящего времени. К сожалению, блестяще проведя эксперимент и талантливо обобщив полученные результаты, И.М. Сеченов (в отличие от Г. Бигельмайера, разработавшего надежные устройства защиты от поражения электрическим током) не предложил эффективных средств защиты человека от пагубной тяги к алкоголю (недостаточный уровень практической реализации – вот беда нашей отечественной науки!). Может быть, поэтому и в России и в Украине только непосредственно от алкогольных отравлений до сих пор ежегодно погибает на порядок больше людей, чем от электротравм.

Уважаемый г-н Бигельмайер!

В этом году исполнилось 75 лет одному из замечательных изобретений в электротехнике – устройству защитного отключения (RCD), в совершенствовании и продвижении которого Вы внесли выдающийся и решающий вклад. Ваше имя хорошо известно не только на Западе, но и в странах, возникших после распада СССР, в частности у нас, в Украине. Вызывает огромное уважение не только Ваш инженерный талант, но и присущее Вам мужество человека, решившегося провести на себе смертельно опасные опыты, благодаря которым RCD приобрели заслуженную популярность во всем мире.

В следующем году Вам исполнится 80 лет. Этот знаменательный юбилей, по-видимому, будет отмечаться не только в кругу Вашей семьи, но и в широких кругах электротехнической общественности. В этой связи представляется целесообразным опубликования ряда статей, посвященных истории создания и совершенствования RCD, а также Вашему юбилею и Вашей деятельности по совершенствованию этих аппаратов.

Я убежден, что персонификация в науке и технике имеет огромное значение. Поэтому эти статьи должны обязательно появиться в научных и научно-популярных журналах нашей страны, в частности в таких журналах, как "Электротехника и Электромеханика" (научный журнал, главным редактором которого я являюсь), а также в журнале "Электропанорама" (очень популярный в Украине журнал, издающийся в Киеве). Я хочу также и надеюсь, что смогу повлиять на то, чтобы такие статьи появились и в журналах России и других стран, с которыми я сотрудничаю. Материалы, которые имеются в ИНТЕРНЕТе и книге Штепана, переведенной на русский язык в 2001 г., недостаточны для написания таких статей.

Далее я просил Г. Бигельмайера ответить на несколько вопросов, касающихся его научной и общественной деятельности. Ответ пришел спустя полтора месяца.

Уважаемый господин Клименко!

Большое спасибо за Ваше любезное письмо от 01.09.2003. Я могу ответить лишь сегодня, так как я был, к сожалению, очень болен. Я был вынужден перенести тяжелую операцию на кишечнике и все еще нахожусь в отпуске для долечивания.

Я пришлю Вам данные, о которых Вы писали, во второй половине октября.

С наилучшими пожеланиями,

Бигельмайер.

Еще спустя две недели я получил на почте большой пакет, в котором среди большого количества технических материалов находилась книга, изданная к 50-летию научной деятельности профессора Бигельмайера под названием «LIBER AMICORUM * LIBER INIMICIS» («КНИГА ДРУЗЕЙ * КНИГА ВРАГАМ» – лат.). Книга, как вы сами понимаете, написана по-немецки, поэтому возникли вполне естественные трудности с переводом. Заранее приношу свои извинения Г. Бигельмайеру за неточности в дальнейшем тексте, которые вызваны несовершенством перевода.

Итак, дадим слово юбиляру.

Я родился в Вене (19.07.1924 г.), в семье кровельщика Рудольфа Бигельмайера, рос в бедности в тяжелые послевоенные времена.

У меня была хроническая гнойная ангина, мне необходимо было сделать операцию, но у родителей, к сожалению, не было денег. Один известный врач-отоларинголог, проф. Александер, иудейского вероисповедания, которому мой отец проводил работы по кровле крыши, оперировал меня фактически бесплатно и так удачно, что горло меня

больше никогда не беспокоило. Через несколько лет проф. Александер был расстрелян на улице одним террористом-националистом. Хотя тогда ребенком я и не понял мотива, но ужасное происшествие навсегда осталось в моей памяти.

Кровавые события февраля 1938 г., свидетелем которых я был, убийство федерального канцлера Дольфуса, погромы еврейских магазинов национал-социалистами, вызывали у меня чувство протеста.

После прихода к власти национал-социалистов в Австрии из нашего класса пропало около 10 школьных товарищей из еврейского сиротского приюта. Большие об этих детях я ничего не слышал.

Моя тетушка, монахиня Росула Блашек, работала сестрой милосердия в народной школе и детском саду женского монастыря Святого Флориана до анилуеса в марте 1938 года. Так как она отказалась присягнуть новым правителям на верность, то была помещена в психиатрическую больницу. По приказу Фюрера от 1 сентября 1939 года все душевнобольные старше 18 лет были приговорены к эвтаназии. Как нам сообщили, 30 марта 1940 года она умерла от воспаления легких.

В январе 1943 г., сразу после сдачи экзамена на аттестат зрелости, я был призван в Вооруженные силы Германии; я не давал присягу, а поклялся себе, что буду бороться всеми средствами против этого бесчеловечного режима. В эти дни больше ста тысяч немецких солдат погибли под Сталинградом и слова Геббельса: «Они умирают, чтобы Германия жила» звучали для нас, молодых рекрутов, кощунственно.

Весной 1944 г. я служил телетайпистом в Венской казарме Росауер, где находилась радиостанция командования 17 военного округа. Многие мои тогдашние товарищи участвовали в подготовке покушения на Гитлера, но хотя они знали мое отношение к власти, я не был посвящен в планы покушения.

В июне 1944 г. самолеты союзников разбомбили в Италии телетайпную установку и меня отослали туда на замену. Таким образом, в июле я был далеко от того места, где провалилось покушение на Гитлера, и прошла волна арестов среди командования 17 военного округа.

Лишь в Италии я понял совершенно ясно, что мне нужно делать, и приступил к действиям, направленным на подрыв оборонной мощи нацистской Германии, распространяя среди своих друзей новости, которые я прослушивал во время моих ночных дежурств.

Осенью 1944 г. после того, как я немного выучил итальянский язык, я установил первые контакты с итальянским партизанским отрядом. Благодаря итальянцам, я вышел на связь с английским капитаном, который работал «в тылу» у немцев, а затем встретился с ним. В то время я служил телетайпистом в командовании армейского корпуса, который располагался в небольшом городке у подножия Альп. Я регулярно давал сведения англичанам о мощи их противника, возможных оперативных планах и, сам того не осознавая, спас многих людей от смерти. Благодаря тому, что генштаб союзников узнавал все слабости обороны немецких войск на нашем фронте, союзники препятствовали объединению немецких резервных частей и, в конце концов, боевые действия на этом направлении были приостановлены. Весной 1945 г. я уже служил переводчиком в отделе английской военной разведки в Турине.

Я до сих пор благодарен Богу за то, что за все эти страшные годы я не убил ни одного человека и даже спас жизнь многим немецким и союзническим солдатам, а возможно и гражданским лицам.

Осенью 1945 г. я был переведен в отряд особого назначения №291 в Вене. В принципе у меня были те же права, что и у моих английских товарищей. Я носил мундир сержанта, носил оружие и получал паёк, которым делился с родителями и моим классным руководителем. В то время

я с удвоенной энергией принимал участие в денацификации и создании второй республики. Мне было поручено проверить центральную картотеку военных преступников, криминальных элементов и подозреваемых в военных преступлениях, и проследить, появятся ли их имена в центральном бюро прописки Вены.

Уже тогда я был поражен количеством «всплывших» участников движения Сопротивления. Я уверен в том, что многие из них были агентами гестапо и, спасая свою собственную жизнь, выдавали своих братьев на расправу или выдумывали разные небылицы, чтобы обеспечить себе карьеру.

Осенью 1946 г. я уволился со службы у англичан и приступил к учебе в венском университете. Мой научный руководитель – ректор второго физического института, физик проф. Карл Пржибрам, из-за своего иудейского вероисповедания скрывался в 1938 в Бельгии. Его брат, биолог проф. Пржибрам, был убит в концлагере в городе Терезиенштадт.

После начала учебы в университете я старался не вспоминать о моем военном прошлом, да и к тому же не имел на это времени. Поэтому я был очень удивлен, когда был вызван в 1994 году в президентскую канцелярию и получил известие о том, что федеральный президент хочет наградить меня Знаком Почета за освобождение республики сейчас, спустя полвека. Лишь впоследствии, доктор Ф. Паркинсон (Лондонский университет) позвонил мне и сообщил, что он написал письмо Федеральному Президенту, д-ру Клестилю о том, что я действительно был одним из немногих настоящих участников движения Освобождения Австрии. Мы были сержантами британской армии, и, находясь в Вене, он был свидетелем моей деятельности во время войны.

Но вернемся в 1946 год. Война только что закончилась, Австрия еще оккупирована войсками союзников, но мирная жизнь постепенно налаживается, а впереди – целая жизнь. Готфрид поступает в Венский университет на физико-математический факультет. Специализируется в области экспериментальной физики и в 1950 г. получает ученую степень доктора философии (PhD), успешно защитив диссертацию о естественной окраске кристаллов.

Начиная с 1950 г. в течение семи лет Г. Бигельмайер работает инженером испытателем в австрийском испытательном центре, в котором проводились испытания различных электротехнических устройств, и в австрийской электротехнической комиссии, занимавшейся разработкой норм и правил использования электроустановок.

Среди устройств, которые ему довелось испытывать, были и аппараты защитного отключения - дифференциальные выключатели. Аппарат защитного отключения, основанный на принципе регистрации тока

утечки через человека, прикоснувшегося к токопроводу, был изобретен в Германии в 1928 г. (Патент PS-D 552678). Надо сказать, что к тому времени принцип дифференциальной защиты с регистрацией величины аварийного тока посредством кольцевого трансформатора тока уже был известен в технике электроустановок высокого напряжения, а в 1928 г. этот принцип был предложен и для схем защитных устройств в установках низкого напряжения. Поскольку ток утечки, опасный для жизни человека, весьма мал (порядка 30 мА), в этом изобретении на первом плане был чувствительный расцепитель, реагирующий на ток утечки.

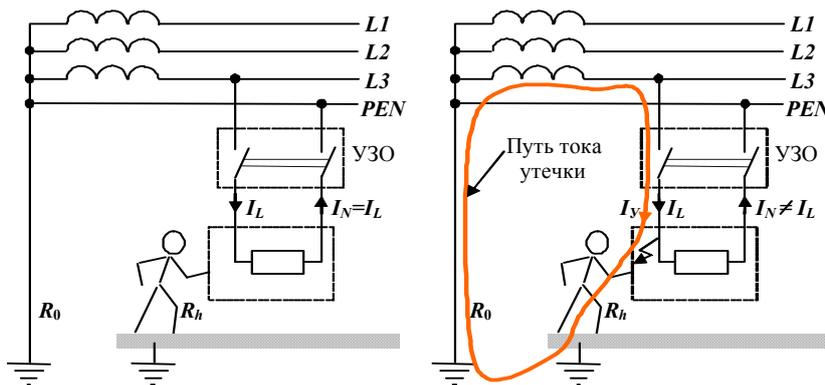
Хотя в патенте прямо говорилось, что изобретение предназначено для защиты не только от косвенных, но и от прямых прикосновений, в последующие десять лет работы над дальнейшим развитием этой новаторской и многообещающей идеи почти не велись. Это, по-видимому, объяснялось, с одной стороны, сложностью технологии изготовления расцепителей и отсутствием высококоэрцитивных постоянных магнитов, а с другой стороны, отсутствием экспериментальных доказательств эффективности таких аппаратов, да и принципиальные недостатки схемы защиты от корпусного напряжения, которая в то время использовалась для защиты от косвенных прикосновений, еще не повсеместно признавались.

Только в 1937 году был сконструирован образец такого аппарата с ручным управлением, суммирующим трансформатором тока и расцепителем в виде поляризованного реле, в котором сила тока расцепления равнялась 10 мА. В фирменном издании компании по производству защитных аппаратов «Paris and Co» содержится сведения о том, что однажды был проведен эксперимент на добровольце. Подопытный стоял на увлажненном бетонном полу и прикоснулся – по всей видимости, кончиками пальцев – к фазному проводу под напряжением. Удар тока был таким сильным, что этот эксперимент более не повторялся, хотя аппарат защиты тогда сработал и доброволец остался жив.

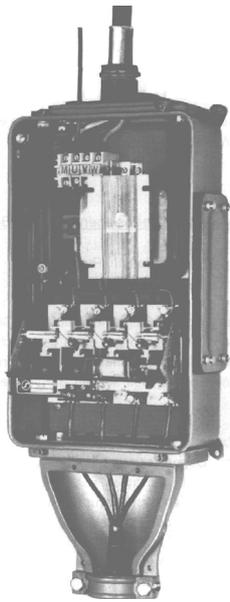
В начале сороковых годов на лекции в клубе VDE (Союз немецких электриков) в Берлине был продемонстрирован образец аппарата защиты от тока утечки с силой тока расцепления в 80 мА, причем уже тогда внимание обращалось на необходимость соединения всех нуждающихся в защите внешних токопроводящих

деталей технологического оборудования с защитным проводом.

С началом войны эти разработки полностью прекратились и лишь в начале 50-х годов в Германии на-



Принцип действия УЗО. При исправной изоляции электроустановки токи фазного и нейтрального проводников одинаковы и контакты УЗО замкнуты. При пробое изоляции электроустановки через тело человека, прикоснувшегося к корпусу, проходит ток утечки, токи фазного и нейтрального проводников уже не равны друг другу и расцепитель УЗО, реагирующий на разность этих токов, вызывает срабатывание УЗО – замыкание контактов, прекращая протекание тока утечки.



УЗО
1952 г. (Австрия)

чалось серийное производство и установка первых автоматов защиты от тока утечки. Кроме того, к этому времени специалистам уже стало ясно, что автоматы защиты от тока утечки придут на смену автоматам защиты от аварийного потенциала, поскольку опыт работы предприятий с автоматами защиты от аварийного потенциала был крайне негативным. В других же странах работы в этой области либо замерли, либо велись в несколько ином направлении. Во Франции, например, принцип дифференциальной защиты применялся только для предотвращения утечки тока в землю (обрыв и падение на землю проводов, неисправность изоляции). В США, поскольку там повсе-

местно практикуется защитное зануление, автомат защиты от тока утечки с самого начала предусматривался только в качестве дополнительной защиты. Учитывая относительно низкое сетевое напряжение (120 В), расчетный ток утечки через тело человека там был стандартизирован на уровне 6 мА, что требовало применения зависимых от сетевого напряжения конструкций с электронными узлами. Подобные аппараты защитного отключения на американском рынке до сих пор преобладают.

Работая в области испытаний и нормативов, Г. Бигельмайер не мог не интересоваться проблемой защиты от прямых и косвенных прикосновений и уже в 1956 г. он делает свои первые изобретения, связав всю свою дальнейшую жизнь с электробезопасностью и аппаратами, обеспечивающими защиту человека от поражения электрическим током.

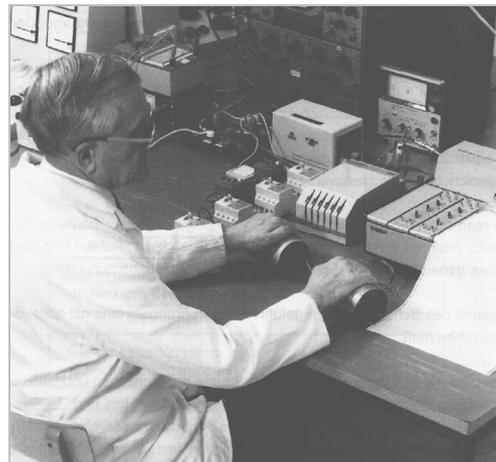
Опыт и знания, накопленные уже в первые годы работы, позволили ему начать самостоятельную профессиональную деятельность. В 1957 году в маленькой частной лаборатории он приступает к разработке новых защитных устройств. Этот год был чрезвычайно плодотворным для Г. Бигельмайера – шесть патентов! И среди них Патент AT-PS 197 468, в котором впервые была реализована идея аккумуляции энергии тока утечки для срабатывания расцепителя, который позволил создать надежный энергонезависимый аппарат защитного отключения.

В следующем 1958 году в небольшом австрийском городке Шремс на базе небольшой фирмы «F&G-Screms-Eugenia», до этого производившей на устаревшем оборудовании устаревшие автоматы защиты от аварийного потенциала, возникла компания F&G, штат сотрудников которой за несколько лет вырос от 80 до 1000.

Специалистам стало ясно, что австрийский патент № 197468 от 2 марта 1957 г. на так называемую схему включения с аккумуляцией энергии имеет первостепенное значение для создания аппаратов защиты от тока утечки, благодаря чему Бигельмайер мгновенно превратился в одного из успешнейших изобретателей Австрии. Внезапно возникшая известность имела

и обратную сторону: в течение года некоторые производители пытались подать заявку на обходный патент, а в Германии и Франции предпринимались попытки блокировать этот патент с учетом норм электробезопасности, которые там в то время действовали. Но процесс остановить было уже невозможно. Компания F&G постоянно совершенствовала автоматы защиты от тока утечки и всего за несколько лет смогла превратиться в крупнейшее промышленное предприятие, которое на протяжении последующих десятилетий обеспечивала многим сотням людей рабочие места и средства к существованию их семьям.

Авторитет Г. Бигельмайера неуклонно рос. Его признали специалисты и в 1962 г. он становится председателем технического комитета 227 СЕЕ (европейская комиссия по экспертизе электротехнических изделий), который занимался, в частности, нормативами по применению аппаратов защитного отключения, действующими при появлении тока утечки. В техническом комитете у Г. Бигельмайера было немало противников. Скептики сомневались в том, что эти аппараты действительно обеспечивают надежную защиту человека при прямых и косвенных прикосновениях. Основания для скепсиса имелись. Да, имелись положительные результаты испытаний на добровольцах, но мизерное количество опытов (попробуй-ка найди добровольца, готового рискнуть своей жизнью!) не давало оснований с полной уверенностью утверждать, что эти аппараты действительно способны спасти человека от смертельной опасности.



Во время проведения опытов.
Между электродами – 220 В

И тогда Бигельмайер, человек, имевший к тому времени прочное положение в обществе, достигший широкой известности, признания коллег и материального благополучия принимает, пожалуй, самое важное в своей жизни решение – базируясь на собственных исследованиях электропатологии и открытиях, сделанных им в этой области, в присутствии медиков и технических специалистов проводит на себе (!) опыты, имитирующие прикосновение к токопроводам. Тот, кто попадал под напряжение, знает, что данные эксперименты связаны с сильной болью и объяснить этот поступок – систематическое проведение исследований на собственном организме (около 500 раз!) – можно только уверенностью человека, осознающего важность и уникальность своей миссии на этой земле, фанатическим стремлением к осуществлению задуманного ради достижения благородной цели.

Опыты, проведенные Г. Бигельмайером в 70-е годы, останутся важными до тех пор, пока люди будут использовать электроприборы. Имеется фильм, запечатлевший эти опыты, имеется известный специалистам в области электробезопасности отчет 479 Международной электротехнической комиссии (IEC), подготовленный на базе этих опытов.

Опыты Г. Бигельмайера имели широкий международный резонанс, на него обрушилась лавина наград. Вот их неполный перечень:

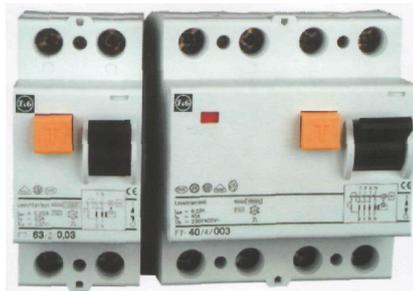
- Золотой почетный знак за заслуги перед Австрийской республикой;
- Золотой крест за заслуги Аргентинского института защиты человека;
- Ученое звание профессора;
- Премия POWER-LIFE-AWARD американского института инженеров-электриков (IEEE);
- Почетная медаль Технического университета Вены;
- Золотая медаль Австрийского союза электротехников;
- Премия «Ikeda Award» Японского общества инженеров-электриков;
- Почетная грамота центрального союза немецких электротехников (VDE) за работы в области электропатологии;
- Австрийский Почетный Крест 1-го класса за заслуги в науке и искусстве;
- Памятная медаль имени Вильгельма Экснера;
- Золотой почетный знак VDE;
- Почетный знак и звание почетного гражданина общины города Шремс (Schrems).

Но награды и звания не приостанавливают его основной деятельности, наоборот, в это время он еще напряженнее трудится над созданием новых аппаратов защитного отключения, совершенствованием нормативов, регламентирующих применение этих аппаратов, патентует новые изобретения, участвует во многих научных конференциях, симпозиумах, семинарах. Осознавая важность и гуманистическую направленность электробезопасности, Г. Бигельмайер формулирует принцип тройной защиты – основная защита, защита от повреждений и дополнительная защита, в котором УЗО является последним форпостом защиты человека от вредного действия электрического тока.

Г. Бигельмайер уделяет большое внимание повышению надежности аппаратов защитного отключения, изучению вопросов ложных срабатываний УЗО при грозовых разрядах, вопросам селективной защиты. В этот период под его руководством (он является председателем правления F&G) создаются аппараты категорий G и S, в которых исключаются ложные срабатывания и обеспечивается селективность защиты от токов утечки.

Надо сказать, что производство УЗО приносит большую прибыль производителям. Не случайно производство этих аппаратов достаточно быстро освоили многие фирмы, в том числе и такие гиганты как ABB, SIEMENS, GE, SCHNEIDER и др. Сейчас только в Западной Европе установлено около 1 млрд УЗО. Это огромный рынок – ведь цена одного аппарата составляет 15 – 20 долларов. Поэтому новаторские работы Бигельмайера имели большое экономическое значение, а так как в своей изобретательской деятельности и работе над нормативами он затрагивал сферы интересов могущественных структур, то подвергался с их стороны жестоким нападкам, неоднократно сталкивался с фактами недобросовестной конкуренции. Но

Г. Бигельмайер, для которого на первом месте всегда были интересы дела, которому он посвятил свою жизнь, никогда не шел на компромиссы, никогда не прогибался перед сильными мира сего, следуя этическому кодексу, который он для себя сформулировал.



1991 год. УЗО с логотипом F&G, во многом благодаря Г. Бигельмайеру, приобрели хорошо знакомый нам вид

Для того, чтобы дело его жизни не пострадало после его ухода, Г. Бигельмайер в 1995 г. с привлечением нескольких миллионов шиллингов собственных средств, накопленных в течение своей долгой жизни, которую он провел скромности, можно даже сказать в аскетизме, основывает частный общественный фонд «ELEKTROSCHUTZ» («ЭЛЕКТРОЗАЩИТА»). Основной целью фонда является поддержка исследовательских работ в области электробезопасности, сотрудничество с международными и национальными комитетами по стандартизации в области электротехники, рекламно-информационная деятельность и пропаганда электробезопасности. Фонд проводит семинары, разъясняет вопросы электробезопасности в общедоступных СМИ, присуждает почетную медаль имени Альвенслебена – Йеллинека (Alvensleben – Jellinek) – ученых, заложивших основы электропатологии.

История жизни Г. Бигельмайера – пример успешной жизни человека, основными чертами которого являются гуманизм, преданность делу своей жизни, упорство, граничащее с фанатическим стремлением к осуществлению задуманного, напряженный труд, самоотверженность, пренебрежение к опасностям, стоящим на пути к достижению цели, тяга к знаниям, вера в знания, искренность, приводящая к поступкам, недоступным пониманию людей, склонных к тщеславию и карьеризму, равнодушие к титулам и наградам.

Говоря о предпосылках его успеха, следует отметить широкую образованность, накапливаемую в результате напряженной учебы в течение всей жизни, глубокое понимание основ своей профессии, а также его превосходное знание иностранных языков (английский, французский и итальянский), без которых получение международного признания было бы невозможным.

В эпилоге книги «LIBER AMICORUM * LIBER INIMICIS» Г. Бигельмайер пишет: *"Впереди у меня не так уж много времени, но отпущенный мне срок я буду распределять так, чтобы использовать его наилучшим образом"*. Ничуть не сомневаясь, что отпущенный ему срок Г. Бигельмайер использует очень рационально, от всей души хочется пожелать юбиляру, чтобы этот срок был еще очень долгим, наполненным активной деятельностью и не омраченным болезнями.

Всего вам самого доброго, профессор Готфрид Бигельмайер!

Поступила 19.07.2004

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНДУКЦИОННОГО ТИПА. КРИТЕРИИ И АНАЛИЗ

Болух В.Ф., д.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра общей электротехники

тел. (057) 707-64-27, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua.

Запропоновані критерії для оцінки і аналізу ефективності електромеханічного імпульсного перетворювача індукційного типу, які засновані на врахуванні втрат енергії в обмотках індуктора і якоря, імпульсу електродинамічної сили, що діє на якір, який прискорюється, та кінетичної енергії. Проаналізовано вплив повного та часткового охолодження рідким азотом обмоток, а також матеріалу якоря на основні критерії ефективності та показники роботи перетворювача.

Предложены критерии для оценки и анализа эффективности электромеханического импульсного преобразователя индукционного типа, основанные на учете потерь энергии в обмотках индуктора и якоря, импульса электродинамической силы, действующего на ускоряемый якорь, и кинетической энергии. Проанализировано влияние полного и частичного охлаждения жидким азотом обмоток, а также материала якоря на основные критерии эффективности и показатели работы преобразователя.

ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения максимальной кинетической энергии массогабаритного исполнительного элемента на коротком рабочем участке за минимальное время применяются электромеханические импульсные преобразователи с линейным перемещением якоря. Такие устройства, широко используемые во многих областях науки, техники, обороны и других областях жизнедеятельности, работают при значительных температурных нагрузках (превышения температуры в конце рабочего импульса могут достигать 400 К и выше), но обладают довольно низким КПД, что делает задачу по их совершенствованию актуальной [1-3]. Особенности импульсных преобразователей индукционного типа являются: кратковременный рабочий режим с электромагнитными и динамическими нагрузками, значительно превышающими аналогичные показатели линейных электрических машин продолжительного действия, существенное изменение магнитной связи между неподвижным индуктором и ускоряемым якорем в процессе работы, отсутствие специального магнитопровода и др. [4, 5]. Одним из перспективных путей снижения потерь и повышения электродинамических показателей является охлаждение обмоток жидким азотом [6]. При этом необходимо учитывать, что этот широко доступный, безопасный и дешевый криогенный хладагент является хорошим диэлектриком и не требует сложной системы тепловой защиты и рекуперации.

Однако для рассматриваемых импульсных электромеханических преобразователей, в отличие от электрических машин продолжительного действия, не существует общепринятых критериев оценки эффективности, таких, как, например, КПД, что создает затруднения при технико-экономическом анализе их работы.

Целью исследования является анализ эффективности электромеханического импульсного преобразователя индукционного типа (ЭИПИТ), возбуждаемого от емкостного накопителя, при использовании и отсутствии криогенного охлаждения с использованием различных критериев. Необходимо также выяснить факторы, обуславливающие изменение эффективности преобразователя при низкотемпературном охлаждении.

Будем рассматривать преобразователь дисковой конфигурации со свободным горизонтальным перемещением якоря, выполненным в виде многовитковой короткозамкнутой обмотки. Такая обмотка, несмотря на усложнение конструкции, имеет ряд преимуществ по сравнению с одновитковым массивным электропроводящим якорем [7].

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭИПИТ

Будем полагать отсутствие деформации элементов преобразователя и отсутствие отдачи индуктора при рабочем импульсе. Проведем анализ без учета влияния вспомогательных элементов преобразователя, в частности подводных и соединительных проводов.

Поскольку преобразование электрической энергии емкостного источника в кинетическую энергию сопровождается потерями в неподвижном индукторе и ускоряемом якоря, выполненных в виде многовитковых обмоток, величину критерия эффективности (КЭ) в зависимости от времени импульсного процесса для ЭИПИТ можно выразить через кинетическую энергию и потери в обмотках

$$\eta_1(t) = \frac{(m_2 + P) \cdot V^2(t)}{(m_2 + P) \cdot V^2(t) + 2 \sum_{n=1}^2 \int_0^{t_p} i_n^2(t) R_n(T_n, B_n) dt}, \quad (1)$$

где m_2 – масса якоря; P – масса ускоряемой нагрузки; $V(t)$ – скорость якоря и нагрузки; t_p – продолжительность

ность токового импульса; $n=1, 2$ – индексы обмотки индуктора и якоря; $i_n(t)$ – ток в n -ой обмотке; $R_n(T_n, B_n)$ – сопротивление n -ой криорезистивной обмотки, зависящее от ее температуры T_n и индукции магнитного поля B_n .

Подобное выражение для оценки эффективности ЭИПИТ используется в работе [7, 8]. Иное значение критерия для оценки эффективности преобразования электромеханической энергии в ЭИПИТ, применяемое, например, в работе [2, 9], использует отношение кинетической энергии ускоряемой массы к электрической энергии источника

$$\eta_2(t) = \frac{(m_2 + P) \cdot V^2(t)}{C \cdot U_0^2}, \quad (2)$$

где C, U_0 – емкость и зарядное напряжение емкостного накопителя.

Поскольку в процессе работы на ускоряемую якорную обмотку со стороны индуктора действует аксиальное электродинамическое усилие (ЭДУ)

$$f_z(t, z) = i_1(t) \cdot i_2(t) \frac{dM_{12}(z)}{dz}, \quad (3)$$

где $M_{12}(z)$ – взаимдуктивность между обмотками, изменяемая из-за взаимного перемещения якоря относительно индуктора вдоль оси z ,

то эффективность ускорения можно выразить через значение импульса ЭДУ, воздействующего на якорь в течение всего рабочего процесса

$$\eta_3(t) = \frac{U_0^{-2}}{C \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_p} f_z(t, z) dt \right)^2. \quad (4)$$

Так как величина критерия эффективности ЭИПИТ изменяется во времени, то представляется возможным использование его максимального значения, как правило, в течение рабочего периода, или конечного значения после окончания рабочего импульса. Последнее значение более корректно, поскольку применение максимального значения в течение рабочего процесса сопряжено с рядом технических проблем, связанных, например, с прерыванием энергии магнитного поля [10]. При этом максимальное значение КЭ демонстрирует потенциальные возможности электромеханического преобразователя.

При использовании электронной системы управления процессом возбуждения часть энергии может сохраняться в емкостном накопителе, например при формировании однополупериодного импульса, поэтому выражения (2) и (4) можно трансформировать следующим образом:

$$\eta_{2c}(t) = \frac{(m_2 + P) \cdot V^2(t)}{C \cdot (U_0^2 - u_{c1}^2(t))}, \quad (5)$$

$$\eta_{3c}(t) = \frac{(U_0^2 - u_{c1}^2(t))^{-1}}{C \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_p} f_z(t, z) dt \right)^2, \quad (6)$$

где $u_{c1}(t)$ – напряжение емкостного накопителя после рабочего импульса.

Поскольку все представленные критерии эффективности изменяются в диапазоне [0...1], то по аналогии с традиционным КПД электрических машин про-

должительного действия их целесообразно выражать в процентах.

ТОКИ В ОБМОТКАХ ЯКОРЯ И ИНДУКТОРА ЭИПИТ

Ключевыми элементами, обуславливающими динамику изменения КЭ и величины ЭДУ, являются токи в обмотках якоря и индуктора. Как показывает анализ, токи в обмотках ЭИПИТ носят нелинейный характер и зависят от знака параметра [11]

$$D = P^3/27 + 0,25Q^2, \quad (7)$$

$$\text{где } P = \frac{1}{a_3} \left(a_1 - \frac{a_2^2}{3a_3} \right);$$

$$Q = \frac{1}{3a_3} \left(\frac{2}{9} \frac{a_2^3}{a_3^2} - a_1 \frac{a_2}{a_3} + 3 \frac{R_2(T_2, B_2)}{C} \right);$$

$$a_1 = R_1(T, B) \cdot R_2(T, B) + \frac{L_2}{C} - V^2(t) \left(\frac{dM_{12}(z)}{dz} \right)^2;$$

$$a_2 = R_1(T_1, B_1) \cdot L_2 + R_2(T_2, B_2) \cdot L_1 - 2M_{12}(z) \cdot V(t) \frac{dM_{12}(z)}{dz};$$

$$a_3 = L_1 L_2 - M_{12}^2(z);$$

L_n – индуктивность n -ой обмотки.

Если величина параметра $D < 0$, то токи в обмотках описываются выражениями

$$i_n(t) = \sum_{p=1}^3 A_{np} \exp(x_p t) - \frac{i_m(t) \cdot V(t)}{R_n(T_n, B_n)} \frac{dM_{12}(z)}{dz}, \quad (8)$$

где $m=2, 1$ при $n=1, 2$;

A_{np} – постоянные, определяемые из начальных условий;

$$x_p = 2\sqrt{-\frac{P^3}{27}} \cos \left[\frac{1}{3} \arccos \left(-\frac{Q}{2} \sqrt{-\frac{27}{P^3}} \right) + \frac{2}{3} \pi(p-1) \right] - \frac{a_2}{3a_3}.$$

Если величина параметра $D > 0$, то токи в обмотках описываются следующими выражениями

$$i_n(t) = B_{n1} \exp(y_1 t) - \frac{i_m(t) \cdot V(t)}{R_n(T_n, B_n)} \frac{dM_{12}(z)}{dz} + \exp(y_2 t) \times \\ \times [B_{n2} \cos(y_3 t) + B_{n3} \sin(y_3 t)], \quad (9)$$

где B_{np} – постоянные интегрирования;

$$y_1 = \sum_{k=1}^2 \xi_k - \frac{a_2}{3a_3}; \quad y_2 = -0,5 \sum_{k=1}^2 \xi_k - \frac{a_2}{3a_3};$$

$$y_3 = -0,5\sqrt{3} \sum_{k=1}^2 (-1)^k \xi_k;$$

$$\xi_k = [(-1)^k (P^3/27 + 0,25Q^2) - 0,5Q]^{1/3}.$$

Основные выражения для расчета электромагнитных, теплофизических и механических параметров ЭИПИТ представлены в [6, 12], где также указаны основные допущения расчетной модели. На основе приведенных и указанных выражений разработана компьютерная программа по расчету рабочих характеристик преобразователя с учетом реальных условий охлаждения, скин-эффекта, нелинейности и динамики изменения основных параметров.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭИПИТ

Оценим эффективность электромеханического преобразователя, возбуждаемого однополярным им-

пульсом, с использованием различных критериев в зависимости от начальной температуры T_0 индуктора и якоря в диапазоне от комнатной (297 К) до азотной (77 К). Рассмотрим ЭИПИТ дисковой конфигурации со следующими параметрами обмоток: средний диаметр $D_{01}=7,09$ см, $D_{02}=6,15$ см; относительная ширина $\varepsilon_{r1}=0,612$, $\varepsilon_{r2}=0,917$, где $\varepsilon_r = 0,5 \cdot (D_{ex} - D_{in}) / D_0$; D_{ex} , D_{in} - наружный и внутренний диаметры; относительная высота $\varepsilon_{z1}=7,61$ %, $\varepsilon_{z2}=9,91$ %; где $\varepsilon_z = H / D_0$; коэффициент заполнения обмоток $k_{z1}=0,605$, $k_{z2}=0,601$; начальный аксиальный зазор между обмотками $\Delta z_0=1$ мм. Якорная обмотка намотана из алюминиевого, а обмотка индуктора – из медного провода; диаметр провода $d_0=1,9$ мм. Якорь и индуктор пропитаны эпоксидным компаундом под вакуумом. Энергия источника $W_0=5$ кДж и его емкость $C=175$ мкФ. Масса ускоряемой нагрузки $P=1$ кг. Противодействие перемещению якоря здесь оказывают лишь сила динамического трения и аэродинамического сопротивления.

На рис.1 представлены основные электро-механические характеристики этого ЭИПИТ, работающего в условиях естественного охлаждения при комнатной температуре и при криогенном охлаждении жидким азотом: $j_n(t)$ – плотность тока в n -ой обмотке; $f_z(t)$ – аксиальная электродинамическая сила; $V(t)$ – скорость перемещения якоря с ускоряемой нагрузкой.*)

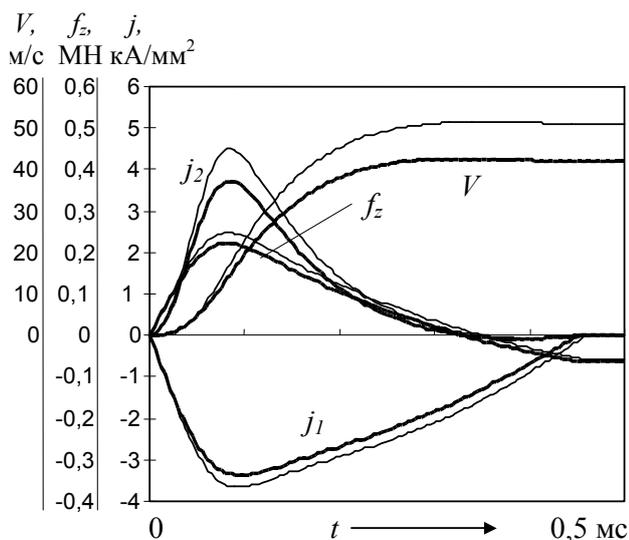


Рис.1

У данного преобразователя характер токов и ЭДУ носит негармонический характер. Криогенное охлаждение увеличивает амплитуды первичного тока возбуждения на 8,5 %, вторичного тока якоря – на 11,6 %, аксиальных ЭДУ – на 20,8 % и величины скорости – на 21,5 %. При этом в криогенном ЭИПИТ происходит существенно пониженный нагрев обмоток в течение рабочего импульса (рис.2).

*) На рис.1, 2 и 4 жирными линиями показаны параметры ЭИПИТ, работающего при комнатной температуре, а тонкими линиями - при криогенном охлаждении.

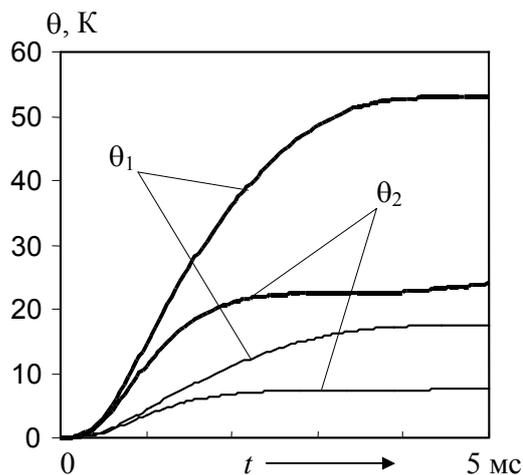


Рис.2

Так превышение температуры индуктора θ_1 и якоря θ_2 за время рабочего импульса понижается примерно в 3 раза, что особенно важно для времени восстановления температуры для последующего рабочего цикла.

На рис.3 показана динамика изменений максимального значения величины ЭДУ f_{zm} , действующей на якорь, скорости якоря с ускоряемой нагрузкой после окончания рабочего импульса V_e , превышения температуры индуктора θ_1 и якоря θ_2 , возникающих при понижении исходной температуры от комнатной до азотной для данного преобразователя.

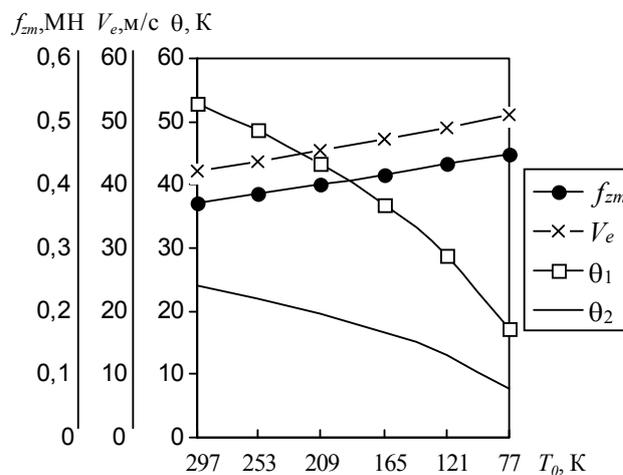


Рис.3

У рассматриваемом температурном диапазоне электродинамическая сила и скорость возрастают практически линейно, в то время, как превышение температуры наиболее сильно снижается в низкотемпературной области.

Вследствие такого изменения электро-механических и тепловых параметров происходит увеличение значений критериев эффективности под воздействием криогенного охлаждения (рис.4).

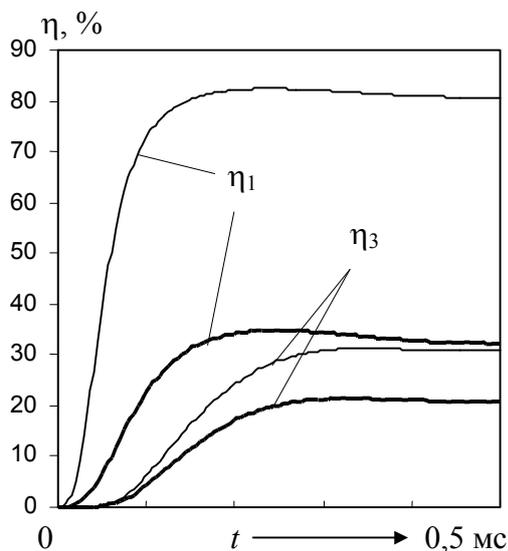


Рис.4

Так, величина КЭ η_1 , учитывающая кинетическую энергию ускоряемой массы и потери в обмотках якоря и индуктора, при азотном охлаждении возрастает в 2,5 раза. А величина критерия η_3 , оценивающая эффективность ускорения через значение импульса ЭДУ, воздействующего на якорь в течение всего рабочего процесса, при азотном охлаждении возрастает лишь на 48 %.

Как показывают расчеты значения критерия эффективности η_2 , использующее отношение кинетической энергии ускоряемой массы к электрической энергии источника, и значение критерия η_3 (а также η_{2C} и η_{3C}) практически совпадают в течение всего расчетного периода. Относительная погрешность между ними $\varepsilon_{\eta} = (\eta_3 - \eta_2) / \eta_3$ мала. Она наибольшая при $T_{0n}=297$ К и составляет 0,095 %, уменьшается при понижении исходной температуры и при $T_{0n}=77$ К составляет 0,060 %. Причем значения КЭ η_3 превышают значения КЭ η_2 . Поскольку указанные критерии η_2 и η_3 , характеризующие эффективность ЭИПИТ через механическую энергию или силовое воздействие, численно практически равны, в последующем будем использовать лишь одно из этих выражений, а именно η_3 .

Отметим, что динамика изменения КЭ η_1 и η_3 во времени во многом совпадает: после стремительного возрастания до максимального значения наблюдается небольшое снижение, обусловленное потерями в якоря и наличием «паразитной» тормозной силы. Но различие между величинами КЭ η_1 и η_3 после рабочего импульса велико: η_1 превышает η_3 на 54,3 % при комнатной температуре и в 2,6 раза при азотной температуре. Прежде всего, такое различие обусловлено тем обстоятельством, что в реальности при расчете критерия η_3 не учитывается сохранение части энергии W_C в емкостном накопителе после окончания рабочего импульса.

Данное обстоятельство иллюстрируют энергетические диаграммы, представленные на рис.5 для крио-

генного, работающего при 77 К, (а) и «теплого», работающего при 297 К, (б) электромеханических преобразователей, полученные через 0,5 мс после пуска. На этих диаграммах показаны:

энергия потерь в n -ой обмотке

$$W_{pn} = \int_0^{t_p} i_n^2(t) R_n(T_n, B_n) dt, \quad (10)$$

энергия магнитного поля

$$W_m = 0,5 \sum_{n=1}^2 L_n i_n^2(t) + M_{12}(z) \cdot i_1(t) \cdot i_2(t), \quad (11)$$

кинетическая энергия

$$W_{kin} = 0,5(m_2 + P) \cdot V^2(t) \quad (12)$$

и сохраненная энергия W_C в емкостном накопителе.

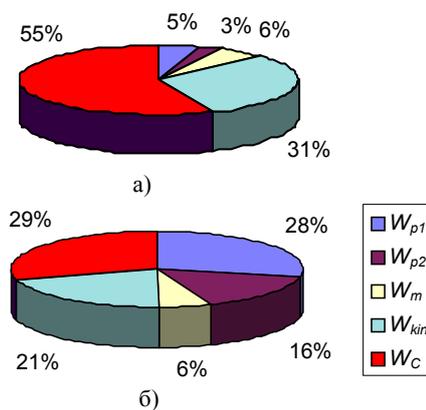


Рис.5

Как следует из рис.5 в емкостном накопителе после рабочего импульса сохраняется значительная часть энергии, причем в криогенном преобразователе она практически удвоена по сравнению с «теплым» вариантом. Кроме того, можно отметить, что за счет криогенного охлаждения происходит существенное уменьшение потерь в обмотках, а кинетическая энергия возрастает, что, в итоге, и обуславливает повышенные значения КЭ.

На рис.6 показана динамика возрастания критериев эффективности ЭИПИТ, возникающая при понижении начальной температуры в рассматриваемом диапазоне. Критерий η_{3C} , учитывающий сохраненную энергию W_C в емкостном накопителе, изменяется практически синхронно с критерием η_1 , в то время как критерий η_3 возрастает с меньшим темпом при понижении исходной температуры.

Однако криогенное охлаждение как неподвижного индуктора, так и ускоряемого якоря у электромеханического преобразователя сопряжено с определенными техническими трудностями и требует специальных конструкций криостата, например аналогично тому, как в полностью сверхпроводниковом турбогенераторе [13]. Конструкцию криогенного ЭИПИТ можно существенно упростить, если либо якорь, либо индуктор выполнить «теплыми», работающими в условиях комнатной температуры.

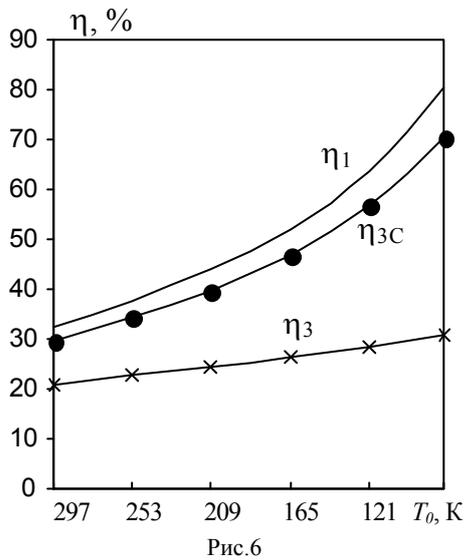


Рис.6

На рис.7 показаны энергетическая диаграмма частично охлаждаемого криогенного ЭИПИТ, у которого якорь (а) или индуктор (б) работают в условиях окружающей среды.

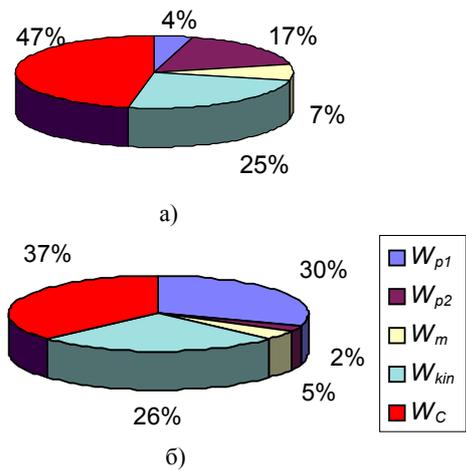


Рис.7

При сравнении с аналогичными диаграммами, представленными на рис.5, можно отметить следующие особенности перераспределения энергии. По сравнению с полностью криогенным вариантом (рис.5,а) в частично охлаждаемых преобразователях происходит уменьшение кинетической W_{kin} и остаточной энергии W_C в емкостном накопителе, а потери энергии в активном неохлаждаемом элементе увеличиваются. По сравнению с полностью неохлажденным вариантом (рис.5,б) в частично охлаждаемых преобразователях происходит увеличение кинетической энергии W_{kin} и остаточной энергии W_C в емкостном накопителе, а потери в активном охлаждаемом элементе уменьшаются. По сравнению с полностью криогенным и «теплым» вариантами преобразователей в частично охлаждаемых конструкциях ЭИПИТ потери в «теплом активном элементе» возрастают, а в «холодном активном элементе» - снижаются.

Для более полного представления о характере влияния материала якоря (более тяжелой, но с повышенной электропроводностью меди по сравнению с алюминием), полного или частичного охлаждения обмоток в табл. представлены относительные значения параметров ЭИПИТ, у которых якорь намотан из алюминиевого (**Al**) и медного (**Cu**) провода аналогичного диаметра, при наличии (77 К) или отсутствии (297 К) охлаждения жидким азотом индуктора T_{01} и якоря T_{02} . В качестве базовых значений использованы параметры преобразователя с алюминиевым якорем, работающим в условиях комнатной температуры.

В табл. в относительных единицах представлены максимальные токи в n -ых обмотках i_{nm} , максимальные значения аксиальных ЭДУ f_{zm} , скорость после окончания рабочего импульса V_e , удельный импульс

$$\text{ЭДУ } \gamma_f = \frac{2}{CU_0} \int_0^{t_p} f_z(t, z) dt, \text{ потери в обмотках}$$

W_{pn} , кинетическая энергия W_{kin} , энергия источника после рабочего импульса W_C и значения критериев эффективности $\eta_1, \eta_3, \eta_{3C}$, рассчитанных по формулам (1), (4) и (6).

Таблица

Относительные значения параметров ЭИПИТ

Якорь	Al				Cu			
	297		77		297		77	
T_{01}, K	297	77	297	77	297	77	297	77
T_{02}, K	297	77	297	77	297	77	297	77
i_{im}^*	1,0	1,038	1,045	1,085	1,065	1,091	1,116	1,143
i_{2m}^*	1,0	1,072	1,042	1,116	1,085	1,134	1,133	1,183
f_{zm}^*	1,0	1,113	1,086	1,208	1,159	1,241	1,266	1,354
V_e^*	1,0	1,123	1,086	1,215	0,886	0,954	0,965	1,036
γ_f^*	1,0	1,123	1,085	1,215	1,195	1,286	1,302	1,398
W_{p1}^*	1,0	1,071	0,159	0,171	0,997	1,043	0,146	0,152
W_{p2}^*	1,0	0,150	1,088	0,163	0,690	0,095	0,750	0,103
W_{kin}^*	1,0	1,261	1,179	1,476	1,059	1,226	1,258	1,448
W_C^*	1,0	1,243	1,591	1,909	1,152	1,334	1,759	1,992
η_1^*	1,0	1,392	1,648	2,503	1,125	1,411	1,928	2,598
η_3^*	1,0	1,261	1,179	1,476	1,059	1,226	1,258	1,448
η_{3C}^*	1,0	1,404	1,567	2,381	0,900	1,426	1,843	2,475

На основе представленных данных можно сделать выводы о том, что при частичном охлаждении ЭИПИТ более эффективно охлаждать индуктор, а не якорь, как это следует из сравнения соответствующих критериев эффективности. Медный якорь по сравнению с алюминиевым обеспечивает более высокие показатели преобразователя при оценке по указанным критериям, несмотря на то, что его скорость ниже. Это объясняется большими значениями амплитуды токов в обмотках, величины импульса электродинамической силы и кинетической энергии ускоряемой нагрузки с якорем, а также меньшими потерями в обмотках.

Поскольку наблюдается соответствие между изменением кинетической энергии W_{kin} и критерия эффективности η_3 , можно сделать вывод о том, данный критерий характеризует механическую работу преобразователя при полном использовании энергии емкостного накопителя, а критерий η_{3C} – при частичном.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Предложены критерии для оценки и анализа эффективности ЭИПИТ, основанные на учете потерь в обмотках, импульса электродинамической силы, действующего на ускоряемый якорь, и развиваемой кинетической энергии.
2. Значение критерия эффективности, выраженного через кинетическую энергию ускоряемой массы, практически совпадает со значением критерия эффективности, выраженного через значение импульса электродинамической силы, действующего на якорь в течение рабочего процесса.
3. За счет криогенного охлаждения жидким азотом происходит существенное уменьшение потерь в обмотках якоря и индуктора, а кинетическая энергия возрастает, что в результате и обуславливает повышенные значения критериев эффективности. В емкостном накопителе после рабочего импульса сохраняется значительная энергия, причем в криогенном преобразователе она практически удвоена по сравнению с «теплым» вариантом.
4. Для ЭИПИТ можно использовать криогенное охлаждение отдельных активных элементов: либо индуктора, либо якоря. По сравнению с полностью криогенным вариантом в таких частично охлаждаемых преобразователях происходит уменьшение кинетической и остаточной энергии в емкостном накопителе, а по сравнению с неохлажденным вариантом преобразователя эти энергии возрастают. По сравнению с полностью криогенным и полностью «теплым» вариантами преобразователей в частично охлаждаемых конструкциях ЭИПИТ потери в «теплом активном элементе» возрастают, а в «холодном активном элементе» - снижаются.
5. При частичном охлаждении ЭИПИТ, как с точки зрения критериев эффективности, так и конструктивных аспектов целесообразно охлаждать неподвижный индуктор, а не ускоряемый якорь.
6. Медный якорь по сравнению с алюминиевым обеспечивает более высокие показатели преобразовате-

ля, несмотря на то, что его скорость ниже, что объясняется большими амплитудами токов в обмотках, величинами импульса электродинамической силы и кинетической энергии, а также меньшими потерями в обмотках.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] M.D.Druga, W.F.Weldon, H.H.Woodson, "Electromagnetic induction launchers", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 22, № 6, pp. 1453-1458, 1986.
- [2] M.Liao, Z.Zabar, D.Czarkowski et al, "On the design of a coilgun as a rapid-fire grenade launcher" // *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 35, № 1, pp. 148-153, 1999.
- [3] Ямпольский Ю.Г. Анализ основных типов силовых линейных импульсных электрических двигателей // *Электротехника*. - 1992. - № 8-9. - С. 4-11.
- [4] Булавина Т.Г., Карпенко Л.Н. К вопросу о проектировании оптимальных индукционно-динамических приводов // *Изв. вузов. Электромеханика*. - 1985. - № 12. - С. 105-108.
- [5] Mayer D., Ulrych B., Skopek M. et al. Dynamic characteristics of non-ferromagnetic pulse electromechanical accelerator // *Техн. електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки*. - 2000. - Ч. 9. - С. 18-23.
- [6] Болух В.Ф., Данько В.Г. Электромеханические импульсные преобразователи с криорезистивными обмотками. - Харьков: Изд. ХНАДУ, 2001. - 215 с.
- [7] J.A.Andrews, J.R.Devine, "Armature design for coaxial induction launchers", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, № 1, pp. 639-643, 1991.
- [8] V.M.Novac, P.Senior, I.R.Smith et al, "Studies of a very high efficiency cryogenic launcher", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 37, № 1, pp. 123-128, 2001.
- [9] Гальетов В.П., Иванов Е.Г. Повышение эффективности электромагнитного индукционного ускорителя проводников // *Журнал прикладной механики и техн. физики*. - 1979. - № 4. - С. 105 - 108.
- [10] Чернов Е.Н., Гальетов В.П. Математическое моделирование индукционного взаимодействия в плоской системе индуктор-заготовка при знакопеременных электродинамических усилиях // *Электрический разряд в электротехнологических установках*. - Чебоксары: ЧГУ. - 1971. - С. 63-76.
- [11] Болух В.Ф. Индукционный двигатель с криорезистивной обмоткой, возбуждаемой емкостным накопителем // *Электричество*. - 2000. - № 9. - С. 38-44.
- [12] Болух В.Ф. Исследование электродинамических процессов криогенного линейного индукционно-динамического двигателя при импульсном возбуждении // *Изв. вузов. Электромеханика*. - 2001. - № 1. - С. 45-53.
- [13] Данько В.Г., Болух В.Ф. Концепция полностью сверхпроводникового криотурбогенератора без магнитопровода // *Техн. електродинаміка*. - 2000. - № 3. - С. 38-43.

Поступила 25.03.2004

АНАЛИЗ СИСТЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИНДУКЦИОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Болюх В.Ф., д.т.н., Марков А.М., Лучук В.Ф., к.т.н., Шукин И.С., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Общая электротехника" и "Электрические машины", тел. (057) 707-64-27, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, tech@tetra.kharkiv.com.

Виконано аналіз та запропонована класифікація систем збудження лінійних імпульсних індукційних електродвигунів, що включають ємнісні та індуктивні накопичувачі енергії і джерела постійної напруги. Запропоновані параметри по оцінці ефективності електродвигунів при використанні різних типів систем збудження. Встановлені загальні закономірності та відмінності робочих характеристик і параметрів електродвигунів, що використовують різні типи систем збудження.

Проведен анализ и предложена классификация систем возбуждения линейных импульсных индукционных электродвигателей, содержащих емкостные и индуктивные накопители энергии и источники постоянного напряжения. Предложены параметры по оценке эффективности электродвигателей при использовании различных типов систем возбуждения. Установлены общие закономерности и различия рабочих характеристик и параметров электродвигателей, использующих различные типы систем возбуждения.

ВВЕДЕНИЕ

Линейные импульсные индукционные двигатели (ЛИИД), работающие с кратковременными периодами включения и обеспечивающие значительные ускорения за малое время на коротком разгонном участке при бесконтактном движении, являются одними из перспективных электромеханических устройств [1]. В качестве подвижного якоря, обеспечивающего разгон исполнительного элемента, для рассматриваемых электродвигателей целесообразно использовать плотно намотанную короткозамкнутую обмотку, поскольку в ней по сравнению с массивным электропроводящим диском индуцированный ток распределяется равномерно по объему. Вследствие этого в многовитковом якоре обеспечивается более однородное распределение силовой нагрузки, снижается вероятность локальных напряжений [2], а также обеспечиваются более высокие скорости на выходе [3].

В настоящее время используется целый ряд систем возбуждения ЛИИД, обуславливающих различный характер и длительность тока в обмотке индуктора (ОИ) и обмотке якоря (ОЯ) [4, 5]. Однако общая классификация таких систем с указанием факторов и степени влияния параметров, как электродвигателя, так и источника отсутствует. Выполним анализ систем возбуждения ЛИИД с использованием емкостных накопителей энергии (ЕН), источников постоянного напряжения (ИПН) и индуктивных накопителей энергии (ИН) и установим их влияние на эффективность электродвигателя.

СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ С ЕМКОСТНЫМИ НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ

Системы с ЕН наиболее широко применяются для возбуждения ЛИИД [6, 7]. Эти системы реализуют полный разряд накопителя, ограничение тока возбуждения, обострение фронта тока и шунтирование индуктора [8].

Система с полным разрядом ЕН наиболее простая, но при этом значительная часть энергии источника тратится нерационально. Ограничение тока возбуждения одно- или двуполупериодным импульсом, реализуемое с использованием, например, диодов и симисторов, позволяет более рационально использовать энергию, сохраняя часть ее в ЕН. Система с обратным диодом, шунтирующим индуктор, позволяет, по мнению авторов [3], резко сократить время трогания якоря, более свободно выбирать конструктивные элементы привода (величину емкости и количество витков обмоток), а также упростить расчеты и несколько улучшить КПД. Такая система использовалась для многосекционного (3100 секций) ускорителя, обеспечивающего разгон якоря массой 450 кг с полезной нагрузкой $P=400$ кг до скорости 4,15 км/с [9].

Один из вариантов данной системы возбуждения предусматривает помимо шунтирующего диода VD_1 в цепи возбуждения наличие диода VD_2 , устраняющего индуцированный ток обратной полярности в цепи якоря, перемещающегося со скоростью V , для уменьшения паразитной тормозной электродинамической силы (рис.1) [6].

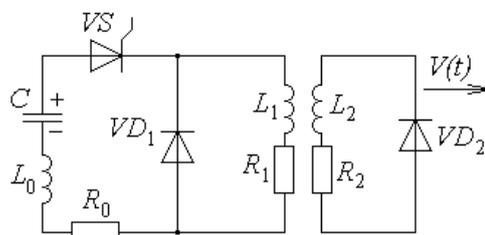


Рис.1

На рис.1 обозначены: L_n , R_n – индуктивность и сопротивление обмоток; $n=1, 2$ – индексы ОИ и ОЯ, соответственно; C , L_0 , R_0 – емкость, индуктивность и сопротивление ЕН и соединительных проводов.

Известна также система возбуждения с шунтированием индуктора специальными коммутаторами

$s_{1,2}$ через определенное время t_s , задаваемое системой управления (рис.2) [10]. В такой системе изменять характер тока в индукторе можно не только при изменении полярности тока возбуждения или напряжения на индукторе, как в предыдущей системе, что открывает дополнительные возможности для ЛИИД. Однако при этом очевидна и более сложная техническая реализация такой системы возбуждения.

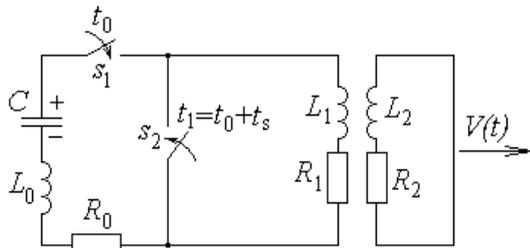


Рис.2

При разгоне якорей относительно малой массы КПД электродвигателя снижается из-за вылета якоря из магнитного поля индуктора. Повышения эффективности ЛИИД можно добиться [7]:

- форсированием магнитного давления;
- путем удержания ускоряемого тела в исходном состоянии вплоть до момента, когда плотность энергии электромагнитного поля, сообщаемого индуктору от источника энергии, достигает достаточно высокого уровня, соответствующего необходимой полноте ее использования;
- увеличением скорости ввода электромагнитной энергии в индуктор.

При правильном согласовании параметров нагрузки и источника можно добиться высокой эффективности ЛИИД за счет увеличения скорости ввода электромагнитной энергии в индуктор (рис.3). Такое повышение в определенных пределах возможно путем уменьшения индуктивности разрядной цепи и увеличения зарядного напряжения ЕН U_0 . Большой крутизны нарастания магнитного поля в индуктор можно добиться также путем переключения тока разряда ЕН по параллельным цепям (обострение фронта тока) (рис.3).

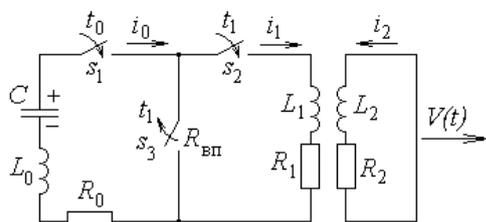


Рис.3

В период зарядки ЕН коммутаторы s_1 и s_2 разомкнуты, а переключатель s_3 замкнут. После включения s_1 ЕН разряжается через собственные индуктивность L_0 и активное сопротивление R_0 и сопротивление переключателя $R_{вп}$. Если в определенный момент времени t_1 переключатель s_3 разомкнуть, а переключатель s_2 замкнуть, то в ветви с индуктивностью L_1 произойдет резкое увеличение тока, крутизна нарастания которого выше, чем в

тания которого выше, чем в обычной RLC -цепи. Закрытие коммутатора s_2 происходит в момент времени, соответствующий максимуму напряжения на переключателе s_3 . Однако при малых ускоряемых массах хорошее согласование и достижение высоких скоростей ограничены скоростью передачи энергии от ЕН в индуктор.

Рассмотрим общие закономерности рабочего процесса ЛИИД, возбуждаемого от ЕН, например однополупериодным импульсом. Такая задача носит нелинейный характер, учитывая взаимосвязь электромагнитных, тепловых и механических процессов с изменяемыми параметрами [11]. Поскольку указанные процессы существенно зависят от характера протекания токов в обмотках, запишем выражения для них при использовании ЕН. Характер токов в обмотках электродвигателя $i_n(t)$ определяется знаком параметра

$$D = P^3/27 + 0,25Q^2,$$

где
$$Q = \frac{1}{3a_3} \left(\frac{2a_2^3}{9a_3^2} - a_1 \frac{a_2}{a_3} + 3 \frac{R_2(T_2)}{C} \right);$$

$$P = \frac{1}{a_3} \left(a_1 - \frac{a_2^2}{3a_3} \right); \quad a_3 = L_1 L_2 - M_{12}^2(z);$$

$$a_2 = R_1(T_1) \cdot L_2 + R_2(T_2) \cdot L_1 - 2M_{12}(z) \cdot V(t) \frac{dM_{12}(z)}{dz};$$

$$a_1 = R_1(T_1) \cdot R_2(T_2) + \frac{L_2}{C} - V^2(t) \left(\frac{dM_{12}(z)}{dz} \right)^2;$$

$M_{12}(z)$ – взаимоиндуктивность между обмотками, изменяемая при перемещении ОЯ вдоль оси z ; $T_{1,2}$ – усредненная температура ОИ и ОЯ.

Если величина параметра $D < 0$, токи в обмотках описываются выражением

$$i_n(t) = \sum_{p=1}^3 A_{np} \exp(x_p t) - \frac{i_m(t) \cdot V(t)}{R_n(T_n)} \frac{dM_{12}(z)}{dz},$$

где A_{np} – постоянные, определяемые из начальных условий; $n=1, 2$ – индексы ОИ и ОЯ, соответственно; $m=3-n$;

$$x_p = 2\sqrt{-\frac{P^3}{27}} \cos \left[\frac{1}{3} \arccos \left(-\frac{Q}{2} \sqrt{-\frac{27}{P^3}} \right) + \frac{2}{3} \pi(p-1) \right] - \frac{a_2}{3a_3}.$$

Если величина параметра $D > 0$, токи в обмотках описываются выражением

$$i_n(t) = B_{n1} \exp(y_1 t) - \frac{i_m(t) \cdot V(t)}{R_n(T_n)} \frac{dM_{12}(z)}{dz} + \exp(y_2 t) \times [B_{n2} \cos(y_3 t) + B_{n3} \sin(y_3 t)],$$

где B_{np} – постоянные интегрирования; $y_1 = \sum_{k=1}^2 \xi_k - \frac{a_2}{3a_3}$;

$$y_2 = -0,5 \sum_{k=1}^2 \xi_k - \frac{a_2}{3a_3}; \quad y_3 = -0,5\sqrt{3} \sum_{k=1}^2 (-1)^k \xi_k;$$

$$\xi_k = \left[(-1)^k (P^3/27 + 0,25Q^2) - 0,5Q \right]^{1/3}.$$

На рис.4 показаны плотности тока j_1, j_2 , соответственно в обмотках индуктора и якоря, скорость

$$V(t_{k+1}) = V(t_k) + \vartheta \cdot \Delta t / (P + m_2)$$

и перемещение ОЯ

$$\Delta Z(t_{k+1}) = \Delta Z(t_k) + V(t_k) \Delta t + \vartheta \cdot \Delta t^2 / (P + m_2),$$

где m_2 , P - масса ОЯ и исполнительного элемента;
 $\vartheta = f_z(t, z) - K_P \Delta Z(t_k) - K_T V(t_k) - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 V^2(t_k)$;
 K_P - коэффициент упругости буферного элемента; K_T - коэффициент динамического трения; γ_a - плотность среды, в которой происходит перемещение ОЯ и исполнительного элемента; β_a - коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} - максимальный диаметр ускоряемых элементов, $f_z(t, z)$ - величина электродинамической силы, действующей на ОЯ, равная

$$f_z(t, z) = i_1(t) \cdot i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz}(z).$$

Эти характеристики представлены для ЛИИД, обеспечивающего разгон исполнительного элемента массой $P=1$ кг, у которого наружный и внутренний диаметры дисковых обмоток равны соответственно 100 мм и 20 мм. ОИ содержит 400 витков плотно намотанного медного провода диаметром 0,95 мм, а ОЯ - 800 витков медного провода диаметром 0,45 мм. При этом относительная высота ОЯ: $\varepsilon_2 = H_2/H_1 = 0,5$. ЕН имеет емкость $C=30$ мкФ и энергию $W_0=543$ Дж.

Особенностью данных характеристик является наличие отрицательной составляющей электродинамической силы, обусловленной фазовым сдвигом между токами обмоток через определенное время после начала работы, вследствие чего происходит некоторое снижение скорости.

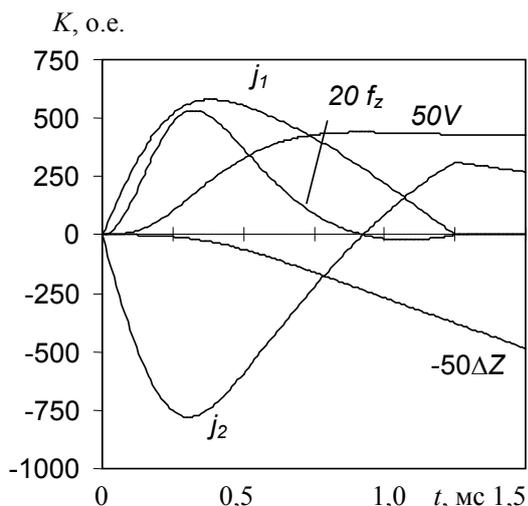


Рис.4

СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ С ИСТОЧНИКАМИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Источники постоянного напряжения (коллекторные и униполярные генераторы постоянного тока ударного действия, батареи и др.) применяются для кратковременного возбуждения ЛИИД. На рис.5 представлена одна из систем возбуждения, в которой индуктор возбуждается от ИПН с использованием дросселя L_n , который выполняет функции защиты источника от перенапряжения и стабилизации тока возбуждения [5].

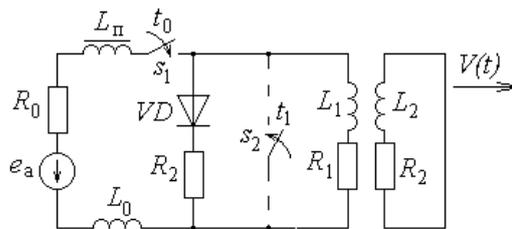


Рис.5

Параметры источника могут быть существенно улучшены, если в момент максимума тока возбуждения индуктор замкнуть накоротко коммутатором s_2 . Тогда весь магнитный поток возбуждения движением якоря с минимальными потерями будет вытеснен в пространство между индуктором и якорем.

При использовании ИПН со свободным разрядом токи в обмотках индуктора и якоря представим в рекуррентной форме:

$$i_1(t_{k+1}) = -\frac{V(t_k) \cdot i_2(t_k)}{R_0 + R_1(T_1)} \frac{dM_{12}}{dz} + \frac{x_1 \exp(x_2 \Delta t) - x_2 \exp(x_1 \Delta t)}{(R_0 + R_1(T_1))(x_2 - x_1)} \times$$

$$\times \left(U_0 - (R_0 + R_1(T_1))i_1(t_k) - V(t_k)i_2(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} \right) +$$

$$+ \frac{U_0}{R_0 + R_1(T_1)} + \frac{\exp(x_2 \Delta t) - \exp(x_1 \Delta t)}{(L_0 + L_1)L_2(1 - K_{12}^2)} (x_2 - x_1) \left[V(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} - \right.$$

$$\times M_{12}(z) - L_2[R_0 + R_1(T_1)]i_1(t_k) + U_0 L_2 + i_2(t_k) \times$$

$$\left. \times \left(M_{12}(z)R_2(T_2) - V(t_k)L_2 \frac{dM_{12}}{dz}(z) \right) \right];$$

$$i_2(t_{k+1}) = -\frac{i_1(t_k)V(t_k)}{R_2(T_2)} \frac{dM_{12}}{dz} + \frac{x_2 \exp(x_1 \Delta t) - x_1 \exp(x_2 \Delta t)}{x_2 - x_1} \times$$

$$\times \left(i_2(t_k) + \frac{V(t_k)i_1(t_k)}{R_2(T_2)} \frac{dM_{12}}{dz} \right) + \frac{\exp(x_2 \Delta t) - \exp(x_1 \Delta t)}{(L_0 + L_1)L_2(1 - K_{12}^2)} (x_2 - x_1) \times$$

$$\times \left[\left((R_0 + R_1(T_1))M_{12}(z) - V(t_k)(L_0 + L_1) \frac{dM_{12}}{dz} \right) \cdot i_1(t_k) + \right.$$

$$\left. + \left(M_{12}(z)V(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} - (L_0 + L_1)R_2(T_2) \right) \cdot i_2(t_k) - \right.$$

$$\left. - M_{12}(z)U_0 \right],$$

где R_0 , L_0 - активное сопротивление и индуктивность ИПН;

$$x_{1,2} = -\frac{\chi - 2M_{12}(z)V(t_k) \frac{dM_{12}}{dz}}{2(L_0 + L_1)L_2(1 - K_{12}^2)} \pm \left[0,25 \left(\frac{\chi - 2M_{12}(z)V(t_k) \frac{dM_{12}}{dz}}{L_2(L_0 + L_1)(1 - K_{12}^2)} \right)^2 - \right.$$

$$\left. - \frac{R_2(T_2)(R_0 + R_1(T_1)) - V^2(t_k) \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2}{L_2(L_0 + L_1)(1 - K_{12}^2)} \right]^{0,5};$$

$$\chi = (R_0 + R_1(T_1))L_2 + R_2(T_2)(L_0 + L_1);$$

$$K_{12} = M_{12}(z)[(L_0 + L_1) \cdot L_2]^{-0,5}.$$

На рис.6 показаны характеристики того же ЛИИД, возбуждаемого от ИПН с параметрами $U_0 = 300$ В, $R_0 = 10$ мОм и $L_0 = 1$ мГн.

При таком возбуждении процессы в ЛИИД протекают значительно медленнее, чем при использовании ЕН. При этом основные электромагнитные процессы в электродвигателе заканчиваются к моменту достижения током ОИ установившегося значения. При этом за 7,5 мс от источника потребляется энергия 213 Дж.

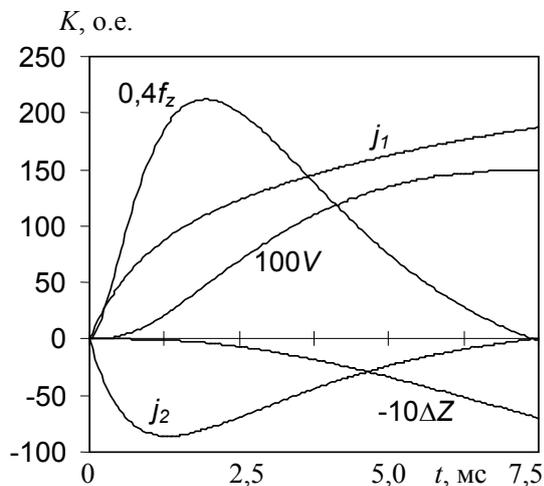


Рис.6

СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ С ИНДУКТИВНЫМИ НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ

С ростом величины запасаемой энергии в накопителе может оказаться целесообразным применение индуктивного накопителя в силу его более высокой энергоемкости, на два порядка превышающей энергоемкость ЕН [5]. В случае отсутствия омических потерь в разрядной цепи (кроме потерь при мгновенной коммутации), КПД преобразования энергии ИН в кинетическую энергию имеет максимум при равенстве индуктивности накопителя среднему геометрическому начального и конечного значений индуктивности ЛИИД [12]. Это максимальное значение КПД определяется выражением

$$\eta_m = (\nu - 1)(1 + \sqrt{\nu})^{-2},$$

где ν - отношение конечной индуктивности электродвигателя к его начальному значению. В пределе при $\nu \rightarrow \infty$ величина $\eta_m \rightarrow 1$. На рис.7 представлена схема замещения ЛИИД с ИН, имеющим параметры L_0 и R_0 .

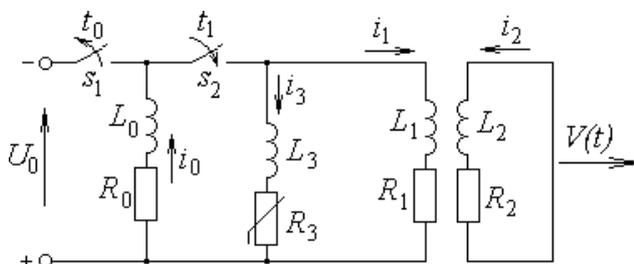


Рис.7

Нелинейное сопротивление R_3 и индуктивность L_3 характеризуют цепь размыкателя тока. Схема соответствует моменту окончания зарядки ИН от внешнего источника, например ИПН (момент t_0), и началу процесса передачи энергии из накопителя в ЛИИД

(момент t_1). Для оценки параметров и расчета характеристик токи в обмотках индуктора и якоря можно представить в рекуррентном виде:

$$i_n(t_{k+1}) = -\frac{i_m(t_k)}{R_n(T_n)} + \left(i_n(t_k) + \frac{V(t_k) \cdot i_m(t_k)}{R_n(T_n)} \frac{dM_{12}(z)}{dz} \right) \times \frac{x_2^* \exp(x_1^* \Delta t) - x_1^* \exp(x_2^* \Delta t)}{x_2^* - x_1^*} + \left\{ i_n(t_k) \left[2 \frac{dM_{12}(z)}{dz} \cdot V(t_k) \times \right. \right. \\ \times M_{12}(z) - R_n(T_n) L_m - \frac{L_n V^2(t_k)}{R_n(T_n)} \left(\frac{dM_{12}(z)}{dz} \right)^2 \left. \right] + \\ \left. + \frac{\exp(x_2^* \Delta t) - \exp(x_1^* \Delta t)}{(1 - K_{12}^2)(x_2^* - x_1^*)} \frac{i_m(t_k)}{L_n L_m} \left[-\frac{dM_{12}(z)}{dz} \left(L_m + \frac{R_m(T_m)}{R_n(T_n)} \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times L_n \right) \cdot V(t_k) + R_m(T_m) M_{12}(z) + \frac{V^2(t_k) M_{12}(z)}{R_n(T_n)} \left(\frac{dM_{12}(z)}{dz} \right)^2 \right] \right\},$$

где x_n^* - значения, аналогичные значениям x_n в ИПН при включенном ИН с параметрами R_0, L_0 в процессе работы, и без параметров ИН - при шунтировании ОИ короткозамкнутым проводом.

На рис.8 показаны рабочие характеристики ЛИИД, у которого в отличие от предыдущей конструкции ОИ содержит 1600 витков медного провода диаметром 0,45 мм. В качестве индуктивного накопителя используется ОИ, предварительно запитанная током 100 А.

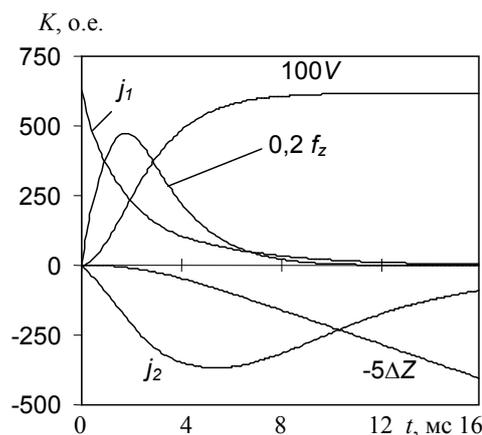


Рис.8

Особенностью характеристик ЛИИД с ИН, накопленная энергия в котором составляет 543 Дж, является увеличение времени переходного процесса по сравнению с предыдущими системами возбуждения, а также сохранение полярности токов в обмотках. Вследствие этого электродинамическая сила имеет отталкивающий характер в течение всего рабочего процесса.

КОМБИНИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Помимо традиционных систем возбуждения ЛИИД применяются комбинированные системы, включающие различные типы источников энергии. Так, одним из способов, позволяющих более полно использовать сталь магнитопровода за счет увеличения модуляции магнитного потока при одновремен-

ном повышении удельной мощности, представляется подмагничивание магнитопровода постоянным током, направленным встречно импульсному потоку (рис.9) [13]. В этой системе возбуждения, использующей ЕН и ИПН, содержатся: токоограничивающий дроссель с индуктивностью L_{Π} в цепи подмагничивания; реостат R_{Π} , регулирующий величину тока подмагничивания. На рис.9 показаны: i_{Π} - ток подмагничивания; i_p - разрядный ток.

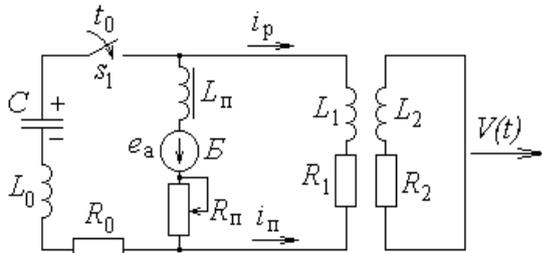


Рис.9

При работе на ОИ подается постоянный ток, затем предварительно заряженный конденсатор C коммутатором s_1 подключается к индуктору. Встречное направление подмагничивающего потока вызывает уменьшение влияния насыщения магнитопровода. При сохранении величины МДС индуктора величина импульсного потока при подмагничивании возрастает, что вызывает увеличение электромагнитной силы.

Поскольку ИН по сравнению с ЕН имеет на порядок более высокую удельную энергоемкость, но требует сложной системы коммутации, то перспективными представляются схемы, в которых совместно используются ЕН и ИН. Одна из таких схем применительно к многосекционному ЛИИД представлена на рис.10 [14].

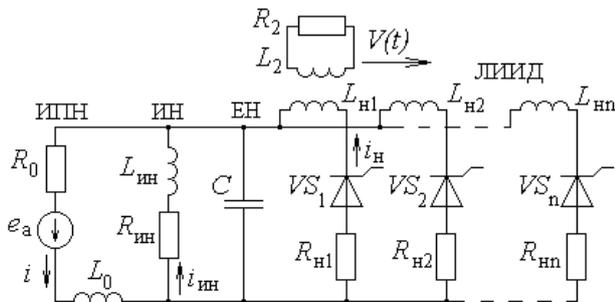


Рис.10

Основная доля энергии запасена в ИН, а ЕН выполняет функцию согласующего звена между ИН и электродвигателем, позволяя осуществить передачу электромагнитной энергии с высоким КПД. Процесс преобразования энергии в электромагнитной системе с источником, включающим ИПН, ЕН и ИН, происходит следующим образом. В начальный момент времени подается ток в обмотку возбуждения генератора ИПН, который предварительно раскручен до номинальной угловой частоты вращения Ω_0 . Магнитный поток Φ_0 нарастает с постоянной времени T_e и наводит в якорной обмотке ЭДС

$$e_e = k_e \Omega [1 - \exp(-t/T_e)],$$

где $k_e = \Phi_0 / 2\pi$,

и происходит зарядка накопителей. При достижении напряжением ЕН номинального значения u_{C0} коммутируется цепь первой секции ОИ ЛИИД, в результате чего для ЕН образуется разрядный контур. Когда ток в этой секции переходит через нулевое значение, цепь индуктора размыкается и осуществляется второй процесс зарядки ЕН и т.д. Параметры схемы должны быть выбраны таким образом, чтобы к этому моменту движущийся якорь занял оптимальное положение внутри второй секции ОИ. При выборе параметров рассматриваемой электромеханической системы необходимо добиться согласования времени заряда и разряда ЕН на индуктор и времени ускоренного движения якоря.

Поскольку ИПН имеет собственную индуктивность L_0 и активное сопротивление R_0 , он может выполнять функции индуктивного накопителя. Поэтому присутствие в схеме ИН с параметрами $L_{ин}$, $R_{ин}$ не влияет на характер электрических процессов, но позволяет подбором величины $L_{ин}$ обеспечить требуемое время заряда ЕН. В период ускорения якоря ЕН и ИПН отдают свою энергию в ЛИИД, а также в ИН. В период пролета якорем расстояния между соседними индукторами зарядка ЕН происходит за счет энергии ИН, а также за счет механической энергии ИПН.

На основании анализа известных и перспективных систем возбуждения ЛИИД можно предложить их классификацию (рис.11), откуда видно, что наибольшее число вариантов обеспечивает ЕН.



Рис.11

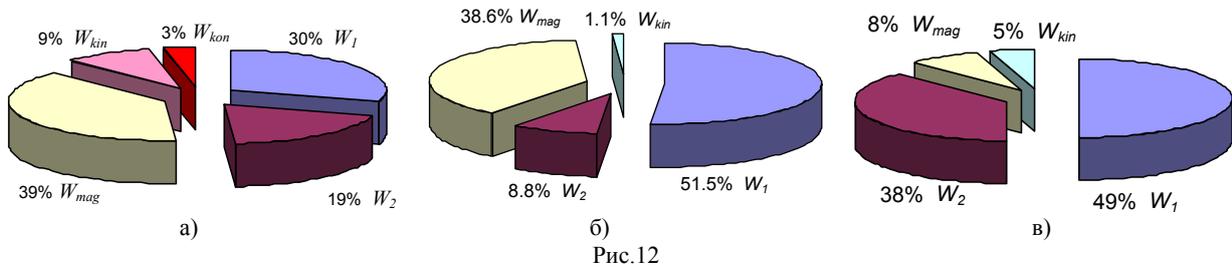


Рис.12

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВИГАТЕЛЕЙ С РАЗНЫМИ СИСТЕМАМИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Сравним эффективность ЛИИД с рассмотренными системами возбуждения. На рис.12 представлены энергетические диаграммы электродвигателей, возбуждаемых от ЕН (а), ИПН (б) и ИН (в), где представлены потери в обмотках W_n , кинетическая энергия W_{kin} , энергия магнитного поля W_{mag} и остаточная энергия в ЕН W_{kon} . Диаграммы построены в моменты, соответствующие середине рабочих процессов: 0,77 мс при использовании ЕН, 4 мс – ИПН и 7 мс – ИН. Наибольшая часть энергии при использовании ИПН и ИН поступает на нагрев ОИ, в то время как кинетическая энергия мала. При использовании ЕН и ИПН значительная часть энергии идет на создание магнитного поля, которая в последующем преобразуется в иные виды энергий.

Для оценки эффективности электродвигателей используем следующие критерии:

- при использовании ЕН:

$$\eta(t) = \frac{1}{U_0^2 C \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_p} f_z(t) dt \right)^2;$$

- при использовании ИПН:

$$\eta(t) = \frac{0,5}{m_2 + P} \left(\int_0^{t_p} f_z(t) dt \right)^2 \left(\int_0^{t_p} u(i_1) \cdot i_1(t) dt \right)^{-1};$$

- при использовании ИН:

$$\eta(t) = \frac{1}{I_0^2 L_1 \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_p} f_z(t) dt \right)^2.$$

Для оценки эффективности используем также максимальные значения развиваемой мощности

$$P_m^*(t) = 0,5(m_2 + P) \cdot t^{-1} \cdot V^2(t),$$

скорости V_m , величины электродинамической силы f_m и импульса электродинамической силы

$$FI_m = \int_0^{t_p} f_z(t) dt,$$

а также превышения температуры n -ой обмотки θ_n в конце рабочего периода.

В табл.1 представлены параметры рассматриваемых электродвигателей, откуда следует, что наибольшая эффективность практически по всем показателям достигается при использовании ЕН, а наименьшая – при использовании ИПН. Необходимо учитывать, что в первом варианте эффективность существенно зависит от характера тока возбуждения: при однополупериодном импульсе величина парамет-

ра η более чем в 2 раза превосходит значение при полном разряде (показано в скобках).

Таблица 1

Параметры ЛИИД при $\varepsilon_2=0,5$

Источник	f_m , кН	FI_m , Н·с	V_m , м/с	P_m^* , кВт	θ_1 , К	θ_2 , К	η , %
ЕН	26,6	11,7	8,79	66,8	1,5	1,9	21,2 (9,5)
ИПН	0,53	2,0	1,50	0,24	1,1	0,1	1,1
ИН	2,4	8,8	6,17	4,3	2,2	5,5	5,1

Отметим также, что наибольший нагрев обмоток ЛИИД происходит при использовании ИН, а наименьший – при использовании ИПН. Однако, несмотря на различный характер рабочих процессов и отличие величин основных показателей, при использовании рассмотренных источников наблюдаются и общие закономерности влияния их геометрических параметров на эффективность ЛИИД. На рис.13 представлены относительные значения параметров эффективности η^* ЛИИД при изменении аксиальной высоты H_2 и соответствующего числа витков ОЯ.

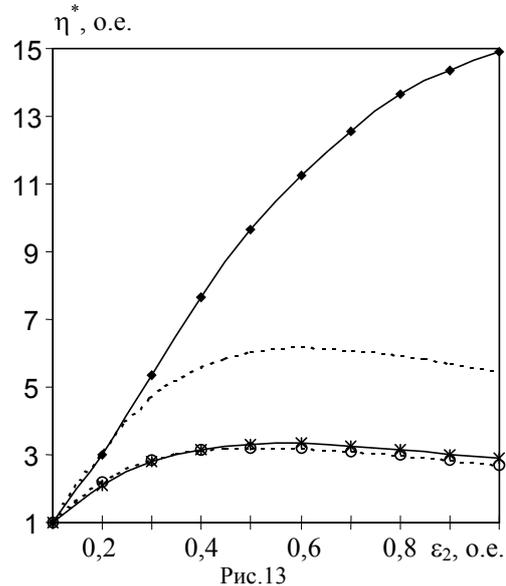
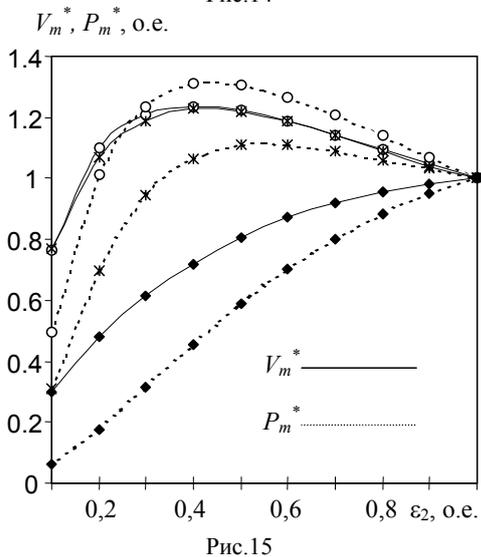
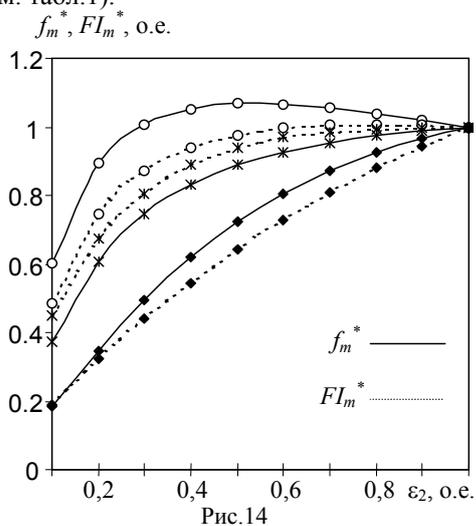


Рис.13

На рис.13 кружками обозначены параметры двигателя при использовании ЕН (при однополупериодном импульсе – штриховая линия), квадратиками – при использовании ИПН и крестиками – при использовании ИН. Как видно, при использовании ЕН и ИН характер зависимости $\eta^*(\varepsilon_2)$ практически одинаков, в то время как при использовании ИПН необходимо использовать ОЯ с большей высотой и числом витков.

На рис.14 представлены аналогичные зависимости для относительных значений максимальных величин и импульсов электродинамической силы, а на рис.15 – для относительных значений скорости и развиваемой мощности. На этих рисунках сохранены обозначения, принятые на рис.13. Исходя из анализа представленных зависимостей можно сделать вывод о практически однотипном характере рассматриваемых зависимостей при использовании ЕН и ИН. Для этих источников целесообразно использовать одинаковые обмотки якоря, высота которых составляет примерно половину от высоты обмотки индуктора. При использовании ИПН, как показывают расчеты, характер зависимостей в целом аналогичен, но здесь необходимо использовать якорные обмотки, высота которых превышает высоту обмотки индуктора. Именно этим можно пояснить низкую эффективность такого двигателя (см. табл.1).



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Проведен анализ различных систем возбуждения линейных импульсных индукционных электродвигателей, содержащих емкостные и индуктивные накопители энергии и источники постоянного напряжения.
2. Предложена классификация систем возбуждения

линейных импульсных индукционных электродвигателей.

3. Получены выражения для расчета токов в обмотках индуктора и якоря линейного электродвигателя при использовании различных типов систем возбуждения и предложены критерии по оценке их эффективности.
4. Установлены общие закономерности и различия рабочих характеристик и параметров электродвигателей, использующих различные типы систем возбуждения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шнейерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. - Л.: Энергоиздат, 1981. - 256 с.
- [2] J.A.Andrews, J.R.Devine, "Armature design for coaxial induction launchers", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, № 1, pp. 639-643, 1991.
- [3] Воздвиженский В.А., Сидоров В.А. Характеристики электродинамического привода со стальным магнитопроводом // *Электротехника*. - 1979. - № 1. - С. 33-37.
- [4] Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Влияние возбуждения на характеристики линейного ударного электродвигателя индукционного типа // *Техн.электродинамика. Тем.выпуск: Проблемы сучасної електротехніки*. 2000.- Ч. 4. – С. 42-47.
- [5] Бут Д.А., Алиевский Б.Л., Мизюрин С.Р. и др. Накопители энергии / Под ред. Д.А.Бута. - М.: Энергоатомиздат, 1991. - 400 с.
- [6] Чемерис В.Т., Васьковский Ю.Н., Петровский В.П. и др. Физическое моделирование особенностей ускорения якоря в импульсном электромеханическом преобразователе индукционного типа // *Техн. электродинамика*. - 1986. - № 3. - С. 66-68.
- [7] Гальетов В.П., Иванов Е.П. Повышение эффективности электромагнитного индукционного ускорителя проводников // *Журнал прикладной механики и техн. физики*. - 1979. - № 4. - С. 105-108.
- [8] V.M.Novac, I.R.Smith, P.E.Jarvis et al. "Accelerating conductors by electromagnetic action through metallic shields", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 39, № 1, pp. 305-309, 2003.
- [9] M.M.Widner, "WARP-10: A numerical simulation model for the cylindrical reconnection launcher", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 27, № 1, pp. 634-638, 1991.
- [10] P.Mongeau, F.Williams, "Arc-commutated launcher", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 18, № 1, pp. 42-45, 1982.
- [11] Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Инженерная методика расчета рабочих характеристик электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа // *Электротехніка і електромеханіка*. - 2003. - № 4. - С. 5-10.
- [12] Чемерис В.Т., Подольцев А.Д. Применение индуктивных накопителей для ускорения проводников // *Электричество*. - 1984. - № 8. - С. 37-41.
- [13] Ивашин В.В., Петунин Ю.П., Евдокимов В.А. Исследование индукционно-динамического двигателя, подмагничиваемого постоянным потоком // *Изв. вузов. Электромеханика*. - 1984. - № 5. - С. 81-85.
- [14] Васьковский Ю.Н. Анализ электромеханических процессов в системе электромашинный генератор - индуктивно-емкостной накопитель энергии - импульсный электромеханический преобразователь // *Техн. электродинамика*. - 1985. - № 4. - С. 57-61.

Поступила 29.06.2004

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНЦЕВЫХ КЛИНЬЕВ РОТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЕГО РАБОТЫ В НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМАХ

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

Сформульовано математичну модель для аналізу електромагнітного поля у кінцевих клинах ротора потужного турбогенератора у несиметричних режимах роботи. На основі моделі проведено чисельні дослідження та виявлено оптимальні конфігурації кінцевих клинів, що дозволяють суттєво зменшити локальні максимуми вихрових струмів і втрат потужності у контактних зонах між клином і зубцем ротора.

Сформулирована математическая модель для анализа электромагнитного поля в концевых клиньях ротора мощного турбогенератора в несимметричных режимах работы. На основе модели проведены численные исследования и выявлены оптимальные конфигурации концевых клиньев, позволяющие существенно уменьшить локальные максимумы вихревых токов и потерь в контактных зонах между клином и зубцом ротора.

ВВЕДЕНИЕ

Необходимость повышения надежности эксплуатации мощных турбогенераторов (ТГ) требует дальнейшего совершенствования конструкции его наиболее нагруженного узла – ротора, и, в частности, конструкции торцевых зон ротора. Особенно актуально совершенствование конструкции торцевых зон с целью повышения устойчивости ТГ в несимметричных режимах работы. При несимметричной нагрузке ТГ в его роторе индуцируются токи частотой 100 Гц, которые замыкаются по поверхности ротора на полномосном делении первой гармоники магнитного поля. Пути замыкания индуцированных токов в концевой зоне ротора в тангенциальном направлении вдоль окружности ротора проходят по двум параллельным путям – через концевые клинья и зубцы ротора, а также через бандажное кольцо ротора, в том случае, если конструкция ТГ предусматривает консольную посадку бандажного кольца на бочку ротора. При этом, как показано в работе [1], около 80% всех токов в роторе ТГ типа ТГВ замыкается через концевые клинья и зубцы ротора.

При частоте 100 Гц глубина проникновения токов в ротор мала и даже в пределах допустимой несимметрии токов фаз статора (по Межгосударственному стандарту ДСУ 533-2000 она составляет 8%), в торцевой зоне возникают участки с большой неравномерностью распределения токов и интенсивным тепловыделением. Особую опасность для конструкции представляют локальные потери на контактных поверхностях “клин – зубец”. Возникающие тут локальные перегревы могут вести к оплавлению посадочных поверхностей концевых клиньев и их привариванию к стальным зубцам. Такое явление недопустимо, поскольку существенно усложняет технологию последующего ремонта ротора и может вызвать термическое разрушение изоляции расположенной под клином обмотки ротора. В связи с этим необходимы специальные меры по повышению термической устойчивости концевых клиньев ротора ТГ в несимметричных режимах. Одной из таких мер является выполнение концевых клиньев из материалов с более высокой электропроводностью, чем у основных дюралюминиевых клиньев марок Д16 и Д16Т. Использование бронзовых или латунных концевых клиньев способствует снижению суммарных потерь и перегрева торцевых зон, однако, не решает проблемы уменьшения неравномерности распределения токов и потерь.

Снижение неравномерности распределения токов и потерь можно достичь за счет выбора опти-

мальной формы поперечного сечения концевых клиньев ротора в зоне контактной поверхности клина с зубцом. При оптимизации формы сечения клина удастся снизить максимумы локальных потерь в контактных зонах за счет более равномерного распределения вихревых токов. Такой оптимальный выбор может быть основан на результатах математического моделирования поля и потерь в торцевой зоне. В статье представлена математическая модель и результаты численного моделирования, позволившие сформулировать рекомендации по оптимальному выбору формы сечения концевых клиньев и повышению устойчивости ротора в несимметричных режимах.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Распределение поля и токов в торцевой зоне ротора имеет сложный трехмерный характер. Ввиду трудоемкости трехмерного полевого анализа выполнен анализ поля в двумерном приближении. В качестве определяющей функции используем напряженность магнитного поля на поверхности ротора, обусловленную токами обратного порядка следования фаз обмотки статора. Расчетная область (рис.1), отбрасываемая со стороны торца ротора, ограничена одним зубцовым делением, содержащим один клин и две половины зубца. Полагаем, что на смежных зубцовых делениях поле распределено идентично. Токи растекаются в плоскости чертежа, а на внешней поверхности ротора в качестве граничного условия задана напряженность магнитного поля $H_z = H_2$.

Определяющее уравнение электромагнитного поля, сформулированное для гармонически изменяющихся во времени переменных относительно комплексной амплитуды напряженности магнитного поля, имеет следующий вид:

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\mu} \frac{\partial H_z}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\mu} \frac{\partial H_z}{\partial y} - j\omega_2 \gamma H_z = 0 \quad (1)$$

где γ, μ, ω_2 - электропроводность, магнитная проницаемость и угловая частота изменения переменных. При известном распределении напряженности поля, составляющие плотности тока определяются по следующим соотношениям:

$$j_x = \frac{\partial H_z}{\partial y}, j_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2)$$

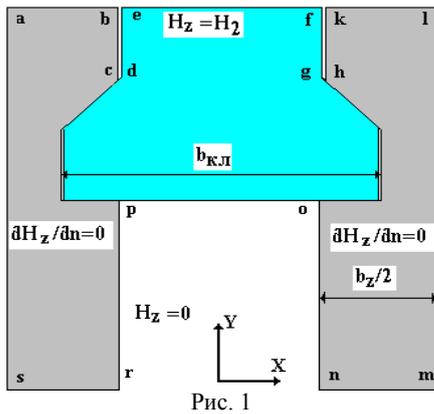


Рис. 1

Для получения достоверных результатов моделирования необходимо обоснование граничных значений напряженности магнитного поля на поверхностях расчетной области. Это значение находится на основании следующих рассуждений. Токи частотой 100 Гц индуцируются в активной зоне ротора потоком магнитной индукции, вызванного токами обратного порядка следования фаз в обмотке статора. Если $k = I_2 / I_{1N}$ - коэффициент несимметрии токов статора, где I_2 - ток статора обратного порядка следования фаз, то напряженность магнитного поля статора в воздушном зазоре, обусловленная током I_2 , определяется через известное значение индукции первой гармоники в зазоре B_δ по следующему соотношению:

$$H_Z = H_2 = B_\delta k / \mu_0.$$

С учетом того, что в несимметричном режиме ТГ через клинья и зубцы замыкается около 80% полного вихревого тока ротора [1], полагаем $J_{kl} / (J_{kl} + J_B) \approx 0,8$. Поэтому в качестве граничного условия на внешнем контуре 'a b c d e f g h k l' (рис.1) используется значение

$$H_Z = 0,8 B_\delta k / \mu_0. \quad (3)$$

Полагая $k = 0,08$ и $B_\delta = 0,715$ Тл, получим, например, для предельно - допустимого несимметричного режима ($I_2 = 0,08 I_1$) ТГ типа ТГВ-200

$$H_Z = 0,8 \cdot 0,715 \cdot 0,08 / \mu_0 = 0,046 / \mu_0 = 3,643 \cdot 10^4 \text{ (А/м)}.$$

Поскольку глубина проникновения токов частотой 100 Гц мала и за ее пределами поле можно считать затухшим, на внешнем достаточно удаленном контуре 'm n o p r s' задаются однородные граничные условия первого рода:

$$H_Z = 0. \quad (4)$$

Ввиду предполагаемой симметрии поля в смежных зубцовых делениях на внешних границах 'a s' и 'l m' задаются однородные граничные условия второго рода

$$\frac{\partial H_Z}{\partial n} = 0. \quad (5)$$

Сформулированная математическая модель (1) - (5) реализована численно методом конечных элементов с помощью комплекса FEMLAB.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ.

Приведем результаты анализа на примере серийного ТГ типа ТГВ - 200. Стандартная конфигурация концевых клиньев, применяемых на ТГВ - 200, и картина распределения в них плотности тока и потерь представлены на рис. 2. При этом, наряду с изображением картины поля для всей расчетной области, приведено также увеличенное изображение распределения

плотности тока и потерь в зоне контакта клина с зубцом. Густота закрашки темным фоном соответствует уровню выделяющихся потерь в соответствии с предельной шкалой. Показанные изолинии плотности тока изображают пути протекания вихревых токов.

Поскольку распределение токов и потерь вдоль длины контакта крайне неоднородно, для сравнительного анализа эффективности различных вариантов в каждой из рассмотренных конфигураций в зоне контакта с максимальной плотностью тока выбрана малая область площадью $s_\Delta = 0,15 \text{ мм}^2$, внутри которой рассчитаны усредненное значение плотности тока и интегральные потери на единицу длины:

$$j_\Delta = \left(\int_{s_\Delta} j \cdot ds \right) / s_\Delta \text{ (А/мм}^2\text{)} \text{ и } p_\Delta = \int_{s_\Delta} (j^2 / \gamma) \cdot ds \text{ (Вт/м)}.$$

Такое усреднение в пределах малой области позволяет устранить влияние разных численных погрешностей в различных расчетных вариантах, обусловленных разной структурой сетки конечных элементов. Вместе с тем, из-за незначительных размеров области, полученные расчетные величины позволяют обоснованно судить о максимальных плотностях тока и потерь. Область s_Δ во всех случаях выбирается в верхней наиболее нагруженной токами части плечика клина, причем в области размещаются как участок клина, так и участок зубца вдоль контактной поверхности.

При указанном выше значении напряженности магнитного поля на границе области, а также при $\gamma_{Al} = 5,99 \cdot 10^7$, $\gamma_{Fe} = 1 \cdot 10^7$ (1/Ом·м) и магнитной проницаемости, определенной по кривой намагничивания турбороторной стали, получены следующие максимальные значения $j_\Delta = 32,2 \text{ А/мм}^2$ и $p_\Delta = 4,9 \text{ Вт/м}$. На рис.2 - рис.4 расчетная область s_Δ выделена сплошной линией в верхней части контактной поверхности.

По сравнению со стандартным концевым клином повышение устойчивости концевых клиньев ротора ТГ за счет улучшения формы сечения можно достичь двумя способами:

1) за счет придания клину специальной формы, способствующей уменьшению кривизны линий тока, что снижает неоднородности распределения и максимальные значения токов и потерь в контактной зоне "клин - зубец";

2) за счет перемещения участков с максимальными потерями от контактной поверхности "клин - зубец" во внутренний объем клина путем выполнения в нем специальных разрезов. В этом случае, хотя максимумы токов и потерь не снижаются, однако они возникают на некотором удалении от контактной поверхности и, поэтому, представляют для перегрева контактной поверхности меньшую опасность.

На Рис. 3 представлен один из оптимизированных вариантов формы клина, полученный путем выполнения в верхней части плечика клина круглого отверстия с диаметром 2 мм. В отличие от стандартного клина (Рис. 2) в рассматриваемом варианте в контактной зоне удастся сформировать линии вихревого тока меньшей кривизны. В результате плотность токов в местах перехода тока из зубца в клин и обратно, уменьшается.

При этом имеем значения максимальной плотности тока $j_\Delta = 31 \text{ А/мм}^2$ и потерь $p_\Delta = 4,21 \text{ Вт/м}$. По сравнению со стандартным вариантом при такой форме клина максимальные локальные потери в выделенной контактной зоне уменьшаются на 16%.

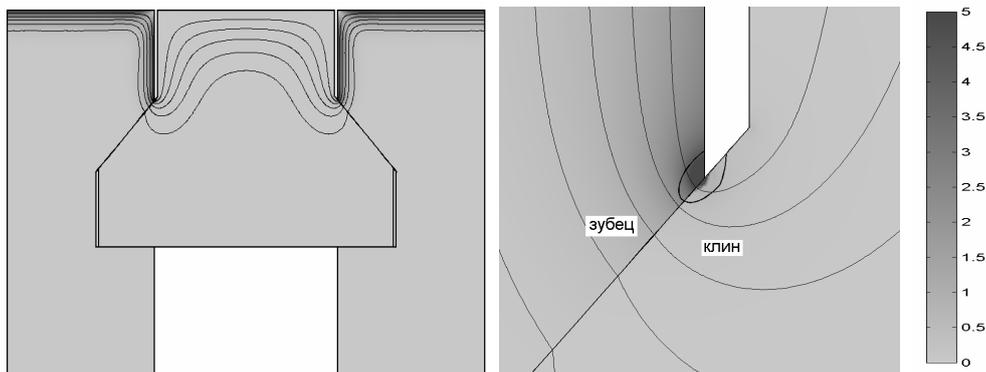


Рис.2

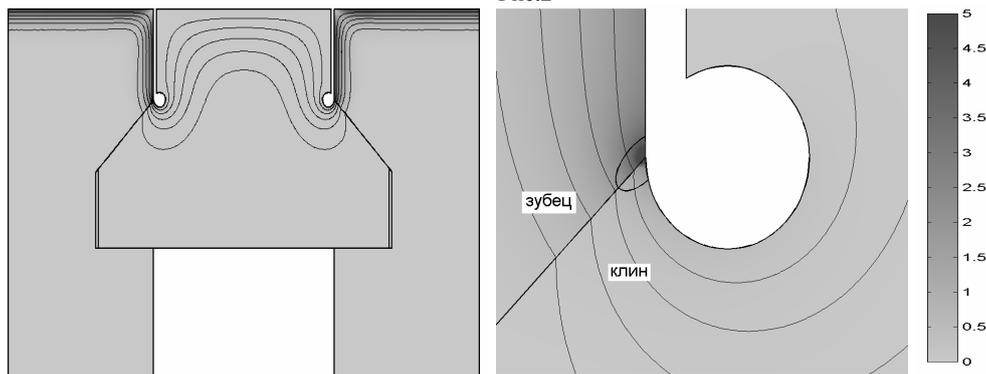


Рис.3

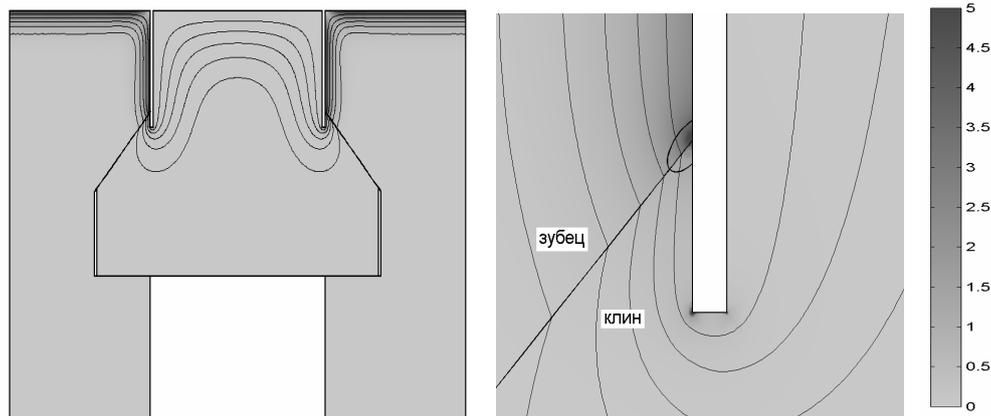


Рис.4

На Рис.4 представлен другой улучшенный вариант формы сечения концевой клина ротора, полученный за счет выполнения вертикального разреза в верхней части плечика клина глубиной 2 мм. Распределение вихревых токов в контактной зоне при этом более однородное. В этом варианте удастся снизить максимальные токи и потери до значений $j_{\Delta} = 29,8$ А/мм² и $p_{\Delta} = 3,83$ Вт/м. По сравнению со стандартным клином в этом случае удастся снизить максимальные локальные потери в зоне контакта на 28%, что позволяет ожидать аналогичного снижения максимальной температуры в контактной зоне и устранение явления оплавления концевых клиньев. При этом, как показали механические расчеты, прочность клина при таких незначительных изменениях профиля практически не уменьшается и он надежно выполняет функции крепления в пазах ротора обмотки возбуждения ТГ. Указанные изменения формы сечения клина несложно выполнить технологически.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Средствами математического моделирования на базе разработанной математической модели возможно обоснование и выбор специальной формы концевых клиньев ротора ТГ, обеспечивающих существенное снижение локальных потерь в районе наиболее уязвимой контактной поверхности между клином и зубцом. За счет незначительных изменений формы сечения концевых клиньев повышается надежность эксплуатации концевой зоны ротора мощного ТГ в несимметричных режимах работы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лившиц А.Л., Федоренко Г.М., Васковский Ю.Н., Саратов В.А. Математическое моделирование распределения вихревых токов и потерь в концевой зоне ротора турбогенератора. - Новини енергетики, №5, 2003, с. 44 – 48.
- [2] Коган Ф.Л. Аномальные режимы мощных турбогенераторов. – М. Энергоатомиздат.- 1988, 192с.

Поступила 01.04.2004

ДЕКОМПОЗИЦІЯ ЗАДАЧІ ПРОЕКТУВАННЯ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ІНДУКЦІЙНИМ РЕГУЛЯТОРОМ В КОЛІ РОТОРА

Головань В.І., к.т.н.

Чернівецький факультет Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”
Україна, 58000, Чернівці, вул. Головна, 203А
тел./факс (0372) 74-24-15

Головань І.В.

Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03680, Київ-57, пр-кт Перемоги, 56
тел. (044) 456-53-81

Здійснюється формування ітеративної процедури декомпозиції задачі проектування асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора. Це приводить до побудови ієрархічної структури рівней взаємодії системи аналізу поставлених математичних задач синтезу рішення зворотніх задач та задач багатокритеріальної оптимізації.

Осуществляется формирование итеративной процедуры декомпозиции задачи проектирования асинхронных двигателей с индукционным регулятором в цепи ротора. Это приводит к построению иерархической структуры уровней взаимодействия системы анализа поставленных математических задач и синтеза решения обратных задач и задач многокритериальной оптимизации.

ВСТУП

Асинхронний двигун (АД) з індукційним регулятором (АДІР) в колі ротора – це велика система яка складається із підсистем [1]. АДІР можна розкласти на наступні підсистеми: асинхронний двигун, статор, ротор, обмотки, індукційний регулятор, стержні, катушки і т.п. Проектувати АДІР потрібно таким чином, щоб система в цілому була б оптимальною. Такі проектні рішення називаються ієрархічно погодженими.

В кінці життєвого циклу АДІР, тобто нормативного терміну їх експлуатації залишається достатньо багато дорогіших вузлів, які могли б ще довго служити. Це приводить до великих втрат. Однією із причин цього є помилки проектування, тому що часто при оптимізації “однієї” із підсистем не звертається увага на інші. Зібраний із “автономно-оптимальних” підсистем АДІР оказується далеко не досконалим. Підсистеми АДІР по-різному навантажуються, працюючи в різних умовах. Тому бажано, щоб основні найбільш дорогі вузли АДІР мали б однакову довговічність, ресурс надійності і т.д. Але для цього необхідно вміти знаходити рішення, ієрархічно погоджені із всіма підсистемами. Мистецтво оптимізації “в великому” заключається в тому, щоб розумно “розкласти” вихідну математичну модель, яка описує поведінку оптимізуемого об’єкта і таким чином прийти до оптимізації “в малому”.

Проблема оптимізації великих систем стосовно до задач проектування АДІР практично не вивчена. Це, одна із центральних проблем теорії і практики створення АДІР, яка являється новизною рішення даної задачі. Для здійснення ітеративної процедури постановки і рішення задачі проектування АДІР необхідно розробити відповідне їй математичне забезпечення. Інформація, якою обмінюються представники зовнішнього і внутрішнього проектування народжується в результаті рішення конкретно поставлених

математичних задач [2]. В даній роботі показано, які труднощі виникають при рішенні цих задач і які шляхи можна намітити для їх подолання.

На цьому етапі при перших спробах розв’язати вказану задачу виникають наступні проблеми [3]: структура множини X надзвичайно складна, а розмірність вектора проектних параметрів $x \in X$ дуже велика; компоненти вектора часових критеріїв ефективності $W(x)$ являються складними важкообчислювальними функціями; перевірка реалізації відношення Φ складна і, як правило, являє сукупність різнорідних взаємопов’язаних моделей. Тепер задамося питанням: скільки варіантів проектів АДІР необхідно створити перед тим, як вибрати той єдиний, якому б судилося впровадження в виробництво? Існує так звана допустима множина варіантів, тобто таких, які задовільняють всім вимогам, що пред’являються до майбутньої машини. Визначення цієї множини – одна із першочергових проблем оптимального проектування АДІР.

Вирішити цю задачу на етапі формування конструктивного обліку можна, здійснивши подальшу декомпозицію задачі проектування [2]. Це приводить до побудови ієрархічної структури рівней деталізації опису конструкції системи. Декомпозиція повинна дозволити визначити вимоги до підсистем – робити їх не краще і не гірше, а такими, щоб АДІР в цілому був оптимальним. А це означає, виходячи із концепції оптимального проектування АДІР в цілому, необхідно обґрунтувати технічні умови і завдання на розробку його підсистем [2,3,4]. Дослідження проблеми прийняття рішень в складній системі АДІР здійснюється з допомогою системного аналізу, в умовах великої кількості інформації різної природи.

В даний час в науковій літературі цілий ряд термінів, які мають відношення до дослідження складних систем, застосовуються в різних, нерідко непогоджених або перехресних поняттях [5]. Термін ” тео-

рія складних систем” або просто “теорія систем” віднесемо до все можливих аспектів дослідження систем, а не тільки до проблеми прийняття в ній рішення, як це має місце в системному аналізі. Вказана інтерпретація теорії систем приводить і до того, що її частиною необхідно вважати кібернетику, яка визначається як наука про управління та перетворення інформації. Системний аналіз перейняв у кібернетики такі терміни, як входи та виходи в системі, модулі, потоки інформації, структурні схеми і інші.

В область електричних машин та апаратів впроваджується порівняно нове поняття – інформатика – яке частіше всього розуміється як дослідження проблем зберігання, використання та перетворення інформації і має технічний, програмний, математичний та системний аспекти. Ця вітка знань являється однією із основ при проведенні системного аналізу за допомогою ЕОМ.

Системний аналіз може зводитись до рішення ряду задач дослідження операцій та системотехніки, що приводить до таких математизованих розділів, як постановка задач прийняття рішення, опис множини альтернатив, дослідження багатокритеріальних задач, методи рішення задач оптимізації. Він також в значній мірі опирається на такі частини теорії систем, як структуризація, ієрархія в системі, закони протікання в ній, зв'язки системи з зовнішнім середовищем, еволюція системи, в тому числі самоорганізація.

Особливістю складної системи АДІР являється наявність багато чисельних і різних по типу та природі зв'язків між окремими елементами системи та оточуючим середовищем. Зв'язки (взаємодії) між елементами АДІР характеризуються відповідним порядком, внутрішніми властивостями, направленістю на виконання відповідної функції системи. Такі особливості АДІР назвем його організацією.

Вивчення процедур прийняття рішення та зв'язаної з цим організації системи складає актуальну проблему створення, модернізації та експлуатації складної системи АДІР. Виходячи із принципу системного підходу розглянемо узагальненого характеру ієрархічну процедуру декомпозиції задачі проектування АДІР.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

На етапі формування конструктивного обліку АДІР в якості рішення задачі проектування приймається множина $X_{\phi_0}^*$, процес знаходження якої представляється у вигляді діаграми

$$X_{\phi_{k+1}}^* \rightarrow X_{\phi_k}^* = \text{Max}(f_{k+1}^{-1}(X_{\phi_{k+1}}^*), \Phi_k), \quad (1)$$

з початковими умовами

$$X_{\phi_m}^* = X_{\phi_m} = \text{Max}(X^m, \Phi_m), \quad (2)$$

де $f_{k+1}(X_{\phi_{k+1}}^*)$ - повний прообраз множини $X_{\phi_{k+1}}^*$ при відображенні $f_{k+1}: X^k \rightarrow X^{k+1}, k = m-1, m-2, \dots, 1, 0$ – число рівней.

ІЄРАРХІЯ РІВНЕЙ ДЕТАЛІЗАЦІЇ ДЕКОМПОЗИЦІЇ ЗАДАЧ ПРОЕКТУВАННЯ АДІР

Згідно початкових умов (2) із стадії зовнішнього проектування на стадію внутрішнього проектування поступає деяка сукупність вимог до характеристик системи АДІР (рис).

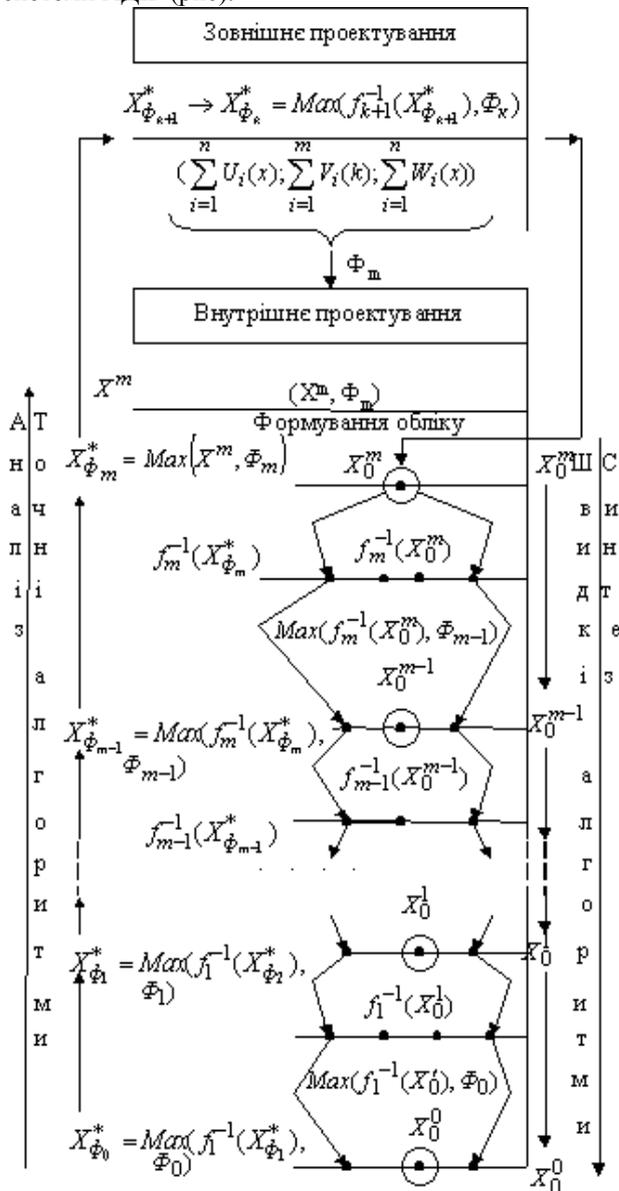


Рис. Ієрархічна процедура декомпозиції задачі проектування АДІР

Характеристики можуть бути виражені у вигляді функцій $\sum_{i=1}^m U_i(x)$, які залежать тільки від конструктивних параметрів системи. Інші характеристики $\sum_{i=1}^m V_i(x)$ використовуються при формуванні обмежень, які входять до складу умов, виділяють множину X . Із набору цих характеристик виділяються характеристики $\sum_{i=1}^n W_i(x)$, які відповідають за ефектив-

ність функціонування майбутньої системи і називаються векторами часних критеріїв ефективності, на основі яких формується система переваг Φ_m .

На стадії внутрішнього проектування (етап формування обліку) формується початкова множина альтернатив X^m та модель вибору ($X^m \Phi_m$). На основі цієї моделі аналогічно [2] для представників зовнішнього проектування будується робоча множина альтернатив $X_{\Phi_m}^*$ (2). Представниками зовнішнього проектування в результаті аналізу (2) із цієї множини Φ_m^* виділяється наприклад, альтернатива x_0^m , яка лягає в основу розробки технічної пропозиції на проектування АДІР. Це коректно зформоване технічне завдання (ТЗ) передається представникам внутрішнього проектування. Починається процедура деталізації проекту АДІР, тобто вводиться декілька рівнів опису системи, які на сусідніх рівнях пов'язані між собою співвідношеннями:

$$x^{k+1} = f_{k+1}(x^k), \quad X^{k+1} = f_{k+1}(X^k),$$

$$x^k \in X^k \subset D^{N_k}, \quad x^{k+1} \in X^{k+1} \subset D^{N_{k+1}}, \quad (3)$$

де $k = 0, 1, \dots, m-1$, m – число рівней; $N_{k+1} \leq N_k$, $f_{k+1}(X^k)$ – відображення, яке переводить множину X^k в множину X^{k+1} ; D^{N_k} – декартовий простір розмірності N , тобто простір, в якому точка x задається набором N параметрів (x_1, x_2, \dots, x_n) так, що різним точкам відповідають різні набори і кожному набору відповідає якась точка, так названа N – мірним декартовим простором, а сам набір x – вектором.

Це означає, що вибір конкретного значення $x \in X$ з відповідним ступенем деталізації визначає конструкцію системи або підсистеми, тобто можна створити систему або підсистему з вектором проектних параметрів x .

В виразі (3) кожний вектор x^{k+1} отримується із x^k шляхом агрегування при допомозі вектор-функції f_{k+1} і дає при $N_{k+1} \leq N_k$ більш цілісний опис системи, чим x^k . На кожному $k+1$ рівні задається відношення Φ_{k+1} , до того ж вважається, що визначення множини максимальних елементів $X_{\Phi_{k+1}}$ в моделі (X^{k+1}, Φ_{k+1}) являє собою менш трудомістку задачу ніж аналогічної множини X_{Φ_k} в моделі (X^k, Φ_k). Зворотні функції f_{k+1}^{-1} відновлюють по заданому x^{k+1} його прообрази x^k .

Відправляючись від введених функцій агрегування та відношень Φ_{k+1} , розглянемо співвідношення (1) та (2).

Із (1) видно, що процедура знаходження множини $X_{\Phi_k}^*$ складається із послідовних кроків, на кожному із яких вирішуються два типи задач [3]. Перша задача відноситься до класу зворотніх задач, тобто побудови зворотнього відображення f_{k+1}^{-1} , яке визначає прообраз множини $X_{\Phi_{k+1}}^*$, який виділяється на

попередньому кроці. Друга – до класу багатокритеріальної оптимізації, тобто вирішення задачі побудови множини елементів в моделі $f_{k+1}^{-1}(X_{\Phi_{k+1}}^*, \Phi_k)$. Послідовна процедура знаходження елементів множини $X_{\Phi_k}^*$ АДІР являє собою деталізацію варіантів проекту при переході від одного рівня опису до іншого, тобто процедуру синтезу альтернатив майбутньої системи.

Таким чином будуються всі прообрази $f_m^{-1}(x_0^m)$ проекту x_0^m і поступають в якості альтернатив технічної пропозиції на рівень $m-1$. На цьому рівні з них виділяються максимальні елементи по відношенню Φ_{m-1} . Якщо агрегування було виконано правильно, всі вони задовольняють вимогам, які пред'являють до проекту x_0^m . Із них виділяється проект x_0^{m-1} і будуються всі його прообрази з допомогою відображення f_{m-1}^{-1} . Вони передаються на рівень $m-2$ і т.д., поки ця процедура не приведе до виділення проекту x_0^0 на самому детальному “нульовому” рівні. Створюється цепочка опису системи (проектів АДІР) $x_0^m \rightarrow x_0^{m-1} \rightarrow \dots \rightarrow x_0^1 \rightarrow x_0^0$ яка дає повний опис майбутньої системи на всіх рівнях деталізації. В основі даної схеми процедури синтезу проекту системи АДІР оптимізації на всіх рівнях деталізації. Запропонована схема являється ідеалізована.

В реальності завжди будуть відбуватись відхилення, які обумовлені неповнотою математичного забезпечення, неузгодженістю переваг, неточністю моделей функціонування, тому кожний опис даної системи $x_0^m \rightarrow x_0^{m-1} \rightarrow \dots \rightarrow x_0^1 \rightarrow x_0^0$ повинен бути проаналізований на максимальну точних та повних моделях з застосуванням точних алгоритмів розрахунку характеристик та режимів роботи системи АДІР. Є достатньо багато точних методів, які використовуються для рішення задач великої розмірності. До них можна віднести методи декомпозиції сингулярних обурювань [4]. Для визначення оптимальних параметрів всієї системи таку складну систему необхідно розкласти або декомпонувати на прості підсистеми.

Ефективність цих методів обумовлена тим, що в процесі рішення використовуються матриці для підсистем суттєво меншого порядку, чим для всієї системи. Наприклад, в системі рівнянь k -го поряд-

ку $x = Ax + F$ виділяється m підсистем. Вводиться діагональна матриця ε , така, що $\varepsilon A = \bar{A}$, де елементи матриці \bar{A} співвимірюванні з одиницею. В цьому випадку рівняння системи можна надати в вигляді [4]:

$$\varepsilon_i x_i = \bar{A}_i x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^m \bar{A}_{ij} x_j + F_i, \quad (4)$$

де $i, j = \overline{1, m}$; ε_i – частина матриці ε , яка відповідає i -й підсистемі.

Зміна ε від кінцевої величини до нуля або навпаки приводить до зміни порядку системи (4), тобто до обурень, які називаються сингулярними. Тут малі параметри входять в якості множників при похідних. Виділивши в матриці ε її частину $\bar{\varepsilon}$ з елементами близькими до нуля, вираз (4) можна представити у вигляді

$$\dot{x} = f(x, y, t), \quad \dot{\bar{\varepsilon}} y = y(x, y, t). \quad (5)$$

Ця система має порядок $\kappa = n+p$, де n – розмірність вектора x , а p – розмірність вектора y . При $\varepsilon=0$ отримується більш проста вироджена система розмірності n : $\bar{x} = f(\bar{x}, \bar{y}, t)$, $g(\bar{x}, \bar{y}, t) = 0$, де $\bar{x}(t)$ та $\bar{y}(t)$ – наближені рішення системи (5).

Розглянемо, наближений метод системи лінійних диференціальних рівнянь великої розмірності, основаної на розкладанні, тобто декомпозиції початкової блочної матриці в ряд, в якій міститься κ підсистем [4]

$$\begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1\kappa} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A_{\kappa 1} & A_{\kappa 2} & \dots & A_{\kappa\kappa} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_1 \\ \cdot \\ X_\kappa \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_1 \\ \cdot \\ F_\kappa \end{pmatrix}. \quad (6)$$

При цьому вимагається, щоб $\det_{1 \leq i \leq \kappa} A_{ii} \neq 0$. В

цьому випадку початкова система буде мати вигляд

$$A_0 \cdot X = (E + A_c A_0^{-1})^{-1} \cdot F, \quad (7)$$

$$\text{де } \begin{pmatrix} A_{11} & & 0 \\ & A_{22} \dots & \\ 0 & & A_{\kappa\kappa} \end{pmatrix} = A_0; \quad \begin{pmatrix} 0 & A_{12} & \dots & A_{1\kappa} \\ A_{21} & 0 & \dots & A_{2\kappa} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ A_{\kappa 1} & A_{\kappa 2} & \dots & 0 \end{pmatrix} = A_c$$

$$E = \begin{pmatrix} E_1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & E_\kappa \end{pmatrix} - \text{одична матриця.}$$

В цій системі проявляється зв'язок між автономними рішеннями підсистеми IP [2] та відповідними рішеннями всієї системи АДІР [3]. Приймаючи до уваги, що $x_i^0 = A_{ii}^{-1} F_i$, $1 \leq i \leq \kappa$, де

$$A_0^{-1} = \begin{pmatrix} A_{11}^{-1} & & 0 \\ & A_{22}^{-1} & \\ 0 & & A_{\kappa\kappa}^{-1} \end{pmatrix}, \quad x_i^0 - \text{рішення для } i\text{-ї ав-}$$

тономної підсистеми можна записати в вигляді

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \dots \\ X_\kappa \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -A_{11}^{-1} & A_{12} & \dots & -A_{11}^{-1} & A_{1\kappa} \\ -A_{22}^{-1} & A_{21} & 1 & \dots & -A_{22}^{-1} & A_{2\kappa} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ -A_{\kappa\kappa}^{-1} & A_{\kappa 1} & \dots & & & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_1^0 \\ X_2^0 \\ \dots \\ X_\kappa^0 \end{pmatrix}$$

Матриця $(E + A_c A_0^{-1})^{-1}$ розкладається в ряд методами теорії матриць [4]. Якщо в ряді залишити перші m членів, а інші відкинути, то одержимо наближене рішення X даної системи. Врахуємо в розкла-

деній матриці, наприклад, перші два члени. Тоді норма ряду $[\Delta X]$ оцінюється як

$$[\Delta X] \leq \frac{\|A_0^{-1}\| \|A_c A_0^{-1}\|^2 \|F\|}{1 - \|A_c A_0^{-1}\|}. \quad (8)$$

Очевидно, що якщо деякі блоки $A_{ij} (i \neq j)$, які характеризують пов'язаність між виділеними підсистемами, окажуться нульовими, то рішення (7), ще більше спроститься. При цьому отримаємо достатньо прості рішення початкової системи, яка дозволяє суттєво скоротити час її розрахунку.

В випадку лінійної моделі доцільно застосування точних методів декомпозиції, так як при цьому отримуються ті ж значення критеріїв якості, що і при безпосередньому розрахунку системи. Ці методи можуть застосовуватись також для задач оптимізації. На кожному рівні опису число вимог до АДІР збільшується, відповідно, ускладнюється система відношень переваг Φ . Для кожного класу трактуємих систем змістовна сторона процедури виділення рівней агрегування має свою специфіку і в багатьох відношеннях унікальна. Це підтверджує те, що неможливо створити універсальну САІР, інваріантну до різних об'єктів проектування.

Побудова чисельності $X_{\Phi_0}^*$ на відміну від прямого пошуку чисельності $X_{\Phi_0} = \text{Max}(X^0, \Phi_0)$ може бути практично реалізована сучасними математичними методами. Дану проблему можна вирішити задовільно, якщо буде виконуватись яка-небудь із умов:

$$X_{\Phi_0} = X_{\Phi_0}^*, \quad X_{\Phi_0} \subseteq X_{\Phi_0}^*. \quad (9)$$

Для коректності переходу від задачі $X^0 \rightarrow X_{\Phi_0} = \text{Max}(X^0, \Phi_0)$ до задачі (1), тобто для виконання однієї із умов (8), відношення Φ_κ і агрегування повинні бути відповідним чином погоджені. Наприклад, погодженість Φ_κ с $\Phi_{\kappa+1}$ на $\kappa+1$ -му рівні означає, що на цьому рівні ієрархії процесу проектування альтернатива x має перевагу над y по відношенні $\Phi_{\kappa+1}$. Тоді при переході на більш детальний рівень опису системи може бути збережене часткове впорядкування альтернатив по відношенню Φ_κ , якщо зпівставити кожному рівню задаючи відношення переваг, то це означає, що конструктори сусідніх рівней ієрархії однаково зрівнюють проекти.

Як видно, що m -й рівень агрегування, який дає найбільш цілісний опис системи, і є той самий рівень, який повинен бути прийнятий на етапі формування обліку.

Таким чином, математичне забезпечення процесу рішення задачі проектування по своєму призначенню підрозділяється на дві великі системи: аналізу та синтезу. Систему аналізу складають точні та повні моделі і алгоритми повірочного розрахунку, систему синтезу - спрощені моделі та швидкі алгоритми рішення зворотніх та оптимізаційних задач. Кожний виконаний синтез перевіряється та уточняється на системі аналізу і ця

процедура повторюється до тих пір, поки не буде отриманий проект, який задовольняє проектувальника та заказчика. Цей діалог будується на аналізі інформації, яка виникає в результаті рішення строго поставлених математичних задач на основі сучасних математичних теорій та методів математичного моделювання.

Відповідно, щоб створити конкурентно – спроможну машину, необхідно вміти будувати допустиму множину варіантів проектів АДІР. В цій множині є підмножина непокрощуємих або так званих парето – оптимальних варіантів конструкцій АДІР, тобто таких, що не можливо одночасно покращити по всіх оптимізуємих критеріях якості (не погіршивши при цьому значення хоча б одного із цих показників). Очевидно, варіант проекту АДІР, по якому буде виготовлена серійна машина, обов'язково повинен бути парето–оптимальним [6-8].

ВИСНОВКИ

1. Однією із нових областей в розвитку фундаментальних досліджень електричних машин являється проектування складної системи АДІР. Побудова фундаментальної теорії проектування АДІР дозволяє використовування технічних засобів нової інформаційної технології.

2. Особливістю складної системи АДІР являється наявність багаточисельних і різних по типу та природі зв'язків між окремими елементами системи та оточуючим середовищем. Зв'язки (взаємодії) між елементами АДІР характеризуються відповідним порядком, внутрішніми властивостями, направленістю на виконання відповідної функції системи.

3. Виходячи із принципу системного підходу здійснено узагальненого характеру ітеративну процедуру декомпозиції задачі проектування АДІР. Це приводить до побудови ієрархічної структури рівней взаємодії системи, аналізу поставлених математичних задач синтезу рішення зворотніх задач та задач багатокритеріальної оптимізації.

4. Однією із проблем при створенні САПР АДІР являється проблема розпаралелювання процесу автоматизованого проектування. Складна система АДІР при достатньо докладному його опису, розкладається на підсистеми, подальше проектування кожної із яких ведеться в деякій мірі незалежно від інших. В зв'язку з цим потребують в розробці та подальшому розвитку методи типу послідовного аналізу варіантів.

5. Поєднання методів декомпозиції на основі агрегування з методами типу послідовного аналізу варіантів дозволяє будувати в САПР різні ієрархічні схеми процесу проектування складної системи АДІР.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Головань В.И., Головань И.В. Асинхронные двигатели с индукционным сопротивлением в цепи фазного ротора. – Черновцы. Прут, 2000. -160 с.
- [2] Головань В.И., Головань И.В. Автоматизированное проектирование индукционного сопротивления асинхронного двигателя // Техническая электродинамика. Тем.вип. “Проблеми сучасної електродинаміки”. – 2002. – ч.5 – С.100-105.
- [3] Краснощекоев П.С., Петров А.А., Федоров В.В. Информатика и проектирование // Новое в жизни, науке, технике. Сер. “Математика, кибернетика”. – М.: Знание. – 1986. – №10. – 48с.
- [4] Статник Р.Б., Матусов И.Б. Многокритериальное проектирование машин // Новое в жизни, науке, технике. Сер. “Математика, кибернетика”. – М.: Знание. – 1989. - №5. – 48с.
- [5] Губанов В.А., Захаров В.В., Коваленко А.Н. Введение в системный анализ / Под ред. Л.А.Петросяна.- Л.: Ленинградский университет, 1988.-232с.
- [6] Федоров В.В., Молодцов Д.А. Устойчивость принципов оптимальности. В кн.: Современное состояние теории исследования операций.-М.: Наука, 1979.- С. 236-262.
- [7] Соболев И.М., Статников Р.Б. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями.- М.: Наука,- 1981.-110с.
- [8] Матусов И.Б., Статников Р.Б. Аппроксимация и векторная оптимизация больших систем // ДАН ССР.-1987.-т. 296.-№ 3.-С. 532-536.

Надійшла 20.04.2004

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА МЕТОДОМ СХЕМНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Канов Л.Н., к.т.н., доц.
Севастопольский национальный технический университет
Украина, 99053, Севастополь, Стрелецкая бухта, студгородок,
Кафедра судовых и промышленных электромеханических систем
тел. (0692) 235-160, E-mail: pu541@sevcom.net

Запропоновано математичний опис і схемну модель перехідних процесів в електричній машині постійного струму з урахуванням реакції якоря. Приведено приклад моделювання генератора постійного струму.

Предложены математическое описание и схемная модель переходных процессов в электрической машине постоянного тока с учетом реакции якоря. Приведен пример моделирования генератора постоянного тока.

Характер переходных процессов в машинах постоянного тока зависит от многих факторов, основными из которых являются нелинейность характеристик намагничивания, взаимная индуктивность между цепями якоря и возбуждения, реакция якоря, вихревые токи и др. Учет влияния всех этих факторов, особенно реакции якоря на магнитный поток главных полюсов, связан со значительными трудностями. Поэтому при практическом решении задач, связанных с анализом переходных процессов в машинах постоянного тока, вводят упрощающие допущения.

Реакция якоря оказывает существенное влияние на магнитное поле главных полюсов и проявляется в виде действия поперечной и продольной составляющих магнитодвижущих сил, насыщения магнитопровода. Особенно заметное влияние оказывает поперечная реакция якоря, приводящая к искажению, а вследствие насыщения магнитной цепи и к ослаблению магнитного поля главных полюсов [1]. При грубых, оценочных расчетах таких переходных процессов, как, например, короткие замыкания, влияние реакции якоря учитывается фиктивным сопротивлением генератора

$R_{\phi} = \frac{U_N}{10I_N}$, а ударный ток к.з. оценивается по форму-

ле $I_m = \frac{U_N}{R_{\phi} + R_{\Sigma}}$, где U_N, I_N - номинальные напря-

жение и ток генератора, R_{Σ} - суммарное сопротивление элементов внешней цепи генератора при к.з. [2].

Постников И.М.[3] для оценки установившегося значения тока к.з. рекомендует принимать э.д.с. в якоре от полной размагничивающей реакции пропорционально току: $\Delta E \approx m_r i$ о.е., где $m \approx 0,2$. Величина тока к.з. оценивается по формуле

$i_{к.з.} = \frac{e_0 - \Delta u_{ц0}}{R_{\Sigma} + a_{ц} + m_r \omega_0}$ о.е., где падение напряжения

под щетками принимается зависящим от тока по закону $\Delta u_{ц} = \Delta u_{ц0} + a_{ц} i$ о.е. Такие же или подобные упрощения при анализе переходных процессов в машинах постоянного тока рекомендуются и в других литературных источниках. Это позволяет сделать вывод о том, что подобные переходные процессы к на-

стоящему времени рассчитываются приближенно, и существует необходимость разработки методов анализа, которые могут в какой-то мере снизить имеющуюся неопределенность.

В статье предлагается для анализа переходных процессов в электрических машинах постоянного тока применять метод схемного моделирования, который позволяет учесть и реакцию якоря, и влияние вихревых токов, и, в известной мере, автоматизировать расчет переходных процессов. Основная идея метода заключается в построении схемной модели, в данном случае – машины постоянного тока и расчете этой модели существующим программным обеспечением персональных компьютеров. Схемная модель строится обычно на основании математического описания электротехнических объектов и представляет собой нелинейную электрическую цепь, состоящую из сопротивлений, проводимостей, реактивных и нулевых элементов и зависимых и независимых источников энергии.

Опишем методику построения схемной модели машины постоянного тока независимого возбуждения с учетом реакции якоря. Магнитодвижущая сила реакции якоря пропорциональна линейной нагрузке якоря AS : $F_{я} = a_{\delta} \tau AS$, где τ - полюсное деление, $a_{\delta} = 0,6 - 0,75$. Для определения магнитного потока при заданной магнитодвижущей силе обмотки возбуждения $F_B = w_B i_B$ воспользуемся идеей прямого подсчета интеграла, восходящей к Г.Н.Петрову [5]. Аппроксимируем основную кривую намагничивания в режиме холостого хода $\Phi(F)$, например, кубическими сплайнами, тогда значение магнитного потока можно подсчитать по формуле

$$\Phi(F_B, F_{я}) = \frac{1}{F_{я}} \int_{F_B - 0,5F_{я}}^{F_B + 0,5F_{я}} \Phi(F) dF. \quad (1)$$

Обе операции в формуле (1): сплайн-аппроксимация и интегрирование могут выполняться существующим программным обеспечением, и поэтому формула (1) пригодна как для подсчета потока по мгновенным значениям токов якоря и возбуждения, так и для построения семейств статических характеристик.

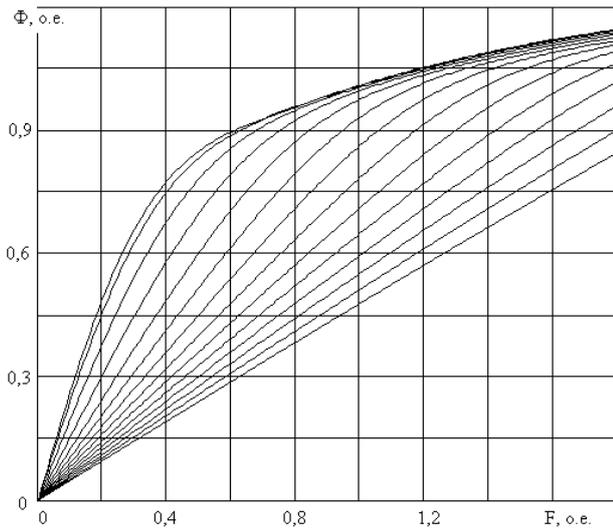


Рис.1

Для иллюстрации результатов расчетов по формуле (1) на рис.1 приведено подобное семейство кривых намагничивания в относительных единицах при типичном условии $F_{я} = 0,38F_B$ для номинальных значений токов якоря и возбуждения. Верхняя кривая показывает зависимость потока от тока возбуждения при отсутствии тока якоря. Каждая следующая кривая соответствует току якоря, увеличенному на $0,5I_N$. Расчеты выполнены до значения $6,5I_N$. Графики показывают, что наибольшее воздействие размагничивающей реакции якоря имеет место в области изгиба кривой намагничивания, и при номинальном токе возбуждения поток падает вдвое при шестикратном токе якоря.

Расчеты по формуле (1) можно сократить, если для аппроксимации применить не сплайны, а некоторую нечетную функцию из числа тех, что чаще всего применяются для аппроксимации кривых намагничивания. В данном случае наиболее удобной оказалась аппроксимация с помощью выражения

$$\Phi = a \cdot \arctg bF + cF \quad (2)$$

с коэффициентами: $a = 0,72$; $b = 4,0$; $c = 0,065$. Интеграл в выражении (1) теперь берется аналитически, и вся формула для потока приобретает вид

$$\begin{aligned} \Phi(F_B, F_{я}) = & \frac{a}{F_{я}} [(F_B + 0,5F_{я}) \arctg b(F_B + 0,5F_{я})] - \\ & - \frac{a}{F_{я}} [(F_B - 0,5F_{я}) \arctg b(F_B - 0,5F_{я})] + \\ & + \frac{a}{F_{я}} \left[\frac{1}{2b} \ln \frac{\frac{1}{b^2} + (F_B - 0,5F_{я})^2}{\frac{1}{b^2} + (F_B + 0,5F_{я})^2} \right] + cF_B. \quad (3) \end{aligned}$$

Расчет по выражению (3) показывает, что расхождение между графиками характеристик, обусловленное аналитической аппроксимацией (2), не превышает 2%, тогда как затраты машинного времени на моделирование сокращаются на порядок по сравнению с вычислениями по сплайн-аппроксимации.

Для некоторых задач схемного моделирования реакцию якоря оказывается удобным представлять выражением $F_B = f(\Phi, F_{я})$. В этом случае основную кривую намагничивания можно аппроксимировать нечетным степенным полиномом, например, пятого порядка:

$$F_B = a_1\Phi + a_3\Phi^3 + a_5\Phi^5, \quad (4)$$

где при записи в относительных единицах $a_1 = 0,4332$; $a_3 = -0,4245$; $a_5 = 0,9568$. В этом случае, каждая из кривых, соответствующая определенному току якоря, также представляется выражением (4), но с другими значениями коэффициентов аппроксимации. Поэтому эти коэффициенты a_1, a_3, a_5 являются функциями тока якоря. Для получения этих функций каждая кривая на рис. 1 аппроксимировалась в соответствии с выражением (4). В табл.1 представлены значения коэффициентов аппроксимации в относительных единицах.

Таблица 1

Коэффициенты аппроксимации						
$I_{я}$	1	2	3	4	5	6
a_1	0,59	0,91	1,26	1,47	1,78	2,04
$-a_3$	0,49	0,64	0,73	0,52	0,45	0,43
a_5	0,92	0,85	0,78	0,56	0,48	0,48

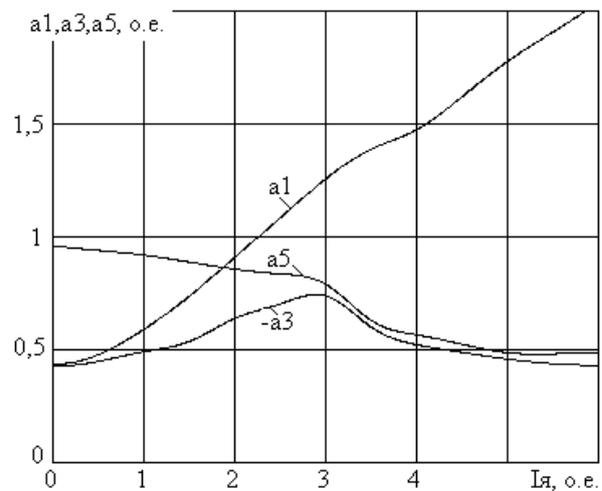


Рис.2

На рис.2 изображена зависимость коэффициентов аппроксимации от тока якоря при положительных значениях тока. Семейство кривых намагничивания при различных значениях тока якоря теперь может быть описаны выражением

$$F_B = a_1(i_{я})\Phi + a_3(i_{я})\Phi^3 + a_5(i_{я})\Phi^5, \quad (5)$$

где функции $a_1(i_{я}), a_3(i_{я}), a_5(i_{я})$ могут быть аппроксимированы кубическими сплайнами или иными гладкими функциями. Расчеты показывают, что выражение (5) с погрешностью не более 5% отражает реальное семейство кривых на рис. 1 и пригодно для выполнения схемного моделирования. Меньшая точность аппроксимации по сравнению с аппроксимацией по выражению (3) объясняется тем, что в выраже-

нии (4) был выбран полином пятой степени. Повышение степени полинома до седьмой улучшило бы точность до 1-2%, однако увеличило бы время моделирования и требования к вычислительным ресурсам компьютера.

В машинах постоянного тока последовательного возбуждения реакция якоря проявляется в изменении кривой намагничивания, которая обычно снимается в режиме холостого хода. В этом случае можно считать, что всегда $F_{я} \approx 0,4F_B$, и, как показывает единственный просчет по выражению (3) кривая намагничивания под нагрузкой отличается от аналогичной кривой холостого хода на доли процента. Это подтверждается и тем, что при расчетах часто коррекцию кривой холостого хода для приведения ее к виду, характерному для нагрузки, осуществляют уменьшением числа витков обмотки возбуждения на 0,5-2% [4].

В машинах постоянного тока смешанного возбуждения формулы (3), (5) по-прежнему пригодны для анализа реакции якоря, однако необходимо вместо F_B учитывать сумму $w_c i_{я} + w_{ш} i_{ш}$, где $w_c, w_{ш}$ - числа витков, соответственно, последовательной и параллельной обмоток. Вид графиков при этом не изменится, однако масштаб по оси абсцисс будет зависеть от соотношения F_c и $F_{ш}$.

Вихревые токи в массивных магнитопроводах и полюсах машин постоянного тока при схемном моделировании наиболее удобно учитывать на основании метода магнитной индуктивности [4], когда для основной и высших составляющих магнитного потока составляются нелинейные дифференциальные уравнения, отражающие инерционность потока относительно как магнитодвижущей силы возбуждения, так и магнитодвижущей силы реакции якоря:

$$\left. \begin{aligned} L_M \frac{d\Phi_o}{dt} + f_o(\Phi_o, i_{я}) &= F; \\ 0,477L_M \frac{d\Phi_{\Gamma}}{dt} + f_{\Gamma}(\Phi_{\Gamma}, i_{я}) &= F \end{aligned} \right\},$$

где Φ_o, Φ_{Γ} - основная и высшие составляющие магнитного потока, L_M - магнитная индуктивность:

$$L_M = 0,125 \frac{\gamma h l}{a}; \quad \gamma - \text{электрическая проводимость магнитопровода};$$

h - средняя толщина активной магнитопроводящей части корпуса; l - половина длины средней силовой линии корпуса; a - осевой размер; $f_o(\Phi_o, i_{я}), f_{\Gamma}(\Phi_{\Gamma}, i_{я})$ - нелинейные функции; причем для получения функции $f_o(\Phi_o, i_{я})$ следует ординаты кривой намагничивания $F(\Phi, i_{я})$ уменьшить в 1,23 раза, а для получения функции $f_{\Gamma}(\Phi_{\Gamma}, i_{я})$ эти ординаты следует уменьшить в 5,29 раз. В целом магнитный моток состоит из суммы основной и высших составляющих $\Phi(t) = \Phi_o(t) + \Phi_{\Gamma}(t)$. Начальные значения $\Phi_o(0), \Phi_{\Gamma}(0)$ определяются из предположения, что в стационарном режиме, предшествующем переходному процессу, магнитный поток распределяется равномерно по сечению магнитопровода и, следовательно, $\Phi_o(0) = 0,812\Phi(0), \Phi_{\Gamma}(0) = 0,189\Phi(0)$.

Для иллюстрации изложенных основных предложений метода схемного моделирования рассмотрим построение схемной модели генератора постоянного тока независимого возбуждения. Уравнения якорной цепи генератора имеют вид в относительных единицах

$$\left. \begin{aligned} L_* \frac{di_{я*}}{dt_*} + r_* i_{я*} + M_{я*} \frac{di_{ш*}}{dt_*} + a_* \arctg b_* i_{я*} &= \Phi_*; \\ L_{ш*} \frac{di_{ш*}}{dt_*} + M_{ш*} \frac{di_{я*}}{dt_*} + r_{ш*} i_{ш*} + w_{ш*} \frac{d\Phi_*}{dt_*} &= u_{B*} \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

где $i_{я*}, i_{ш*}, \Phi_*, u_{B*}, t_*$ - относительные значения токов, потока, напряжения и времени. За базовые величины приняты номинальные значения этих переменных, базовое значение времени выбрано $T = 0,01c$. Относительные значения параметров генератора:

$$\begin{aligned} r_* &= \frac{r}{R_H}; R_H = \frac{U_{яN}}{I_{яN}}; L_* = \frac{L}{TR_H}; M_{я*} = \frac{MI_{шN}}{TU_{яN}}; \\ r_{ш*} &= r_{ш} \frac{I_{шN}}{U_{шN}}; L_{ш*} = L_{ш} \frac{I_{шN}}{U_{шN}}; M_{ш*} = \frac{MI_{яN}}{TU_{шN}}; \\ w_{ш*} &= \frac{2pw_{ш}\Phi_N}{TU_{шN}}. \end{aligned}$$

В этих соотношениях $L, r, L_{ш}, r_{ш}$ - индуктивности рассеивания и сопротивления соответственно обмоток якоря и возбуждения; M - взаимная индуктивность между этими обмотками; $a \arctg b i_{я}$ - аппроксимация вольтамперной характеристики щеточного контакта; $2p$ - число полюсов; u_B - напряжение обмотки возбуждения. Выполним анализ переходного процесса короткого замыкания генератора при номинальной частоте вращения под полным возбуждением. Реакцию якоря учтем в соответствии с выражением (3).

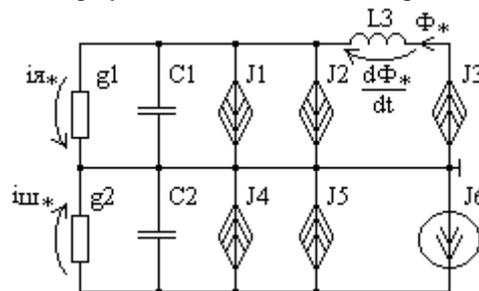


Рис.3

Схемная модель генератора для рассматриваемого режима, сформированная на основании представления уравнений (6) по первому закону Кирхгофа, изображена на рис. 3, где обозначены проводимости: $g_1 = r_*, g_2 = r_{ш*}$; емкости: $C_1 = L_*, C_2 = L_{ш*}$; индуктивность $L_3 = 1$; управляемые источники:

$$J_1 = a_* \arctg b_* i_{я*}, J_2 = M_{я*} \frac{di_{ш*}}{dt_*},$$

$$J_3 = \Phi_*(F_{ш*}, F_{я*}) \text{ по выражению (3),}$$

$$J_4 = M_{ш*} \frac{di_{я*}}{dt_*}, J_5 = w_{ш*} \frac{d\Phi_*}{dt_*}; \text{ независимый источник}$$

$$\text{тока } J_6 = u_{B*} = 1.$$

На рис. 4 приведен график переходного процесса короткого замыкания генератора, рассчитанный по

предложенной схемной модели с типичными значениями параметров для машины средней мощности:

$$r_* = 0,15; r_{w*} = 1; L_* = 0,25; L_{w*} = 2; a_* = 0,01; \\ b_* = 200; M_{я*} = 0,2; M_{w*} = 0,5; w_{w*} = 50.$$

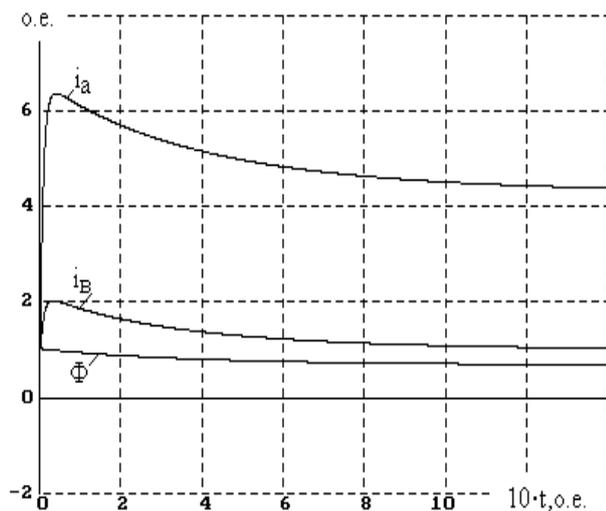


Рис.4

Из рис. 4 следует, что спустя 0,025с после короткого замыкания ток якоря достигает 6,5-кратного значения, а ток возбуждения – 2-кратного значения. Далее переходный процесс замедляется, ток якоря устанавливается через 1,8с на 4-кратном уровне. Магнитный поток в течение 0,02с практически не изменяется, так как влияние реакции якоря компенсируется возросшим током возбуждения, а затем спадает до уровня 0,45 от номинального, что соответствует 4-кратному току якоря. Опыт эксплуатации построенной схемной модели показал, что расчетный переходный процесс в меньшей мере зависит от изменения индуктивностей и коэффициента взаимной индукции, а также коэффициентов аппроксимации вольтамперной характеристики щеточного контакта, чем от величины сопротивления якоря и числа витков параллельной обмотки. Увеличение сопротивления якоря заметно снижает как амплитуду тока к.з., так и его установившееся значение. Увеличение числа витков приводит к затягиванию процесса во времени.

Следует отметить, что моделирование дает несколько завышенное значение установившегося тока к.з. по сравнению с результатами, приведенными, например, Постниковым И.М.[3], хотя амплитуда тока соответствует достаточно точно. Это можно объяснить влиянием эффекта увеличения активного сопротивления обмотки при интенсивном перемагничивании магнитной цепи машины вследствие возникновения поверхностного эффекта в медных проводниках и коммутируемых секциях. Так, согласно данным [5], увеличение сопротивления может достигать двух и более кратной величины в зависимости от высоты прямоугольного провода в пазу якоря машины.

Результаты, приведенные в статье, позволяют сделать следующие выводы. Метод схемного моделирования является эффективным средством анализа электромеханических систем как в переходных, так и

в стационарных режимах и позволяет в известной мере автоматизировать этот анализ. Схемное моделирование является по существу гибридом аналогового и цифрового моделирования, сочетая наглядность и простоту первого и точность второго. По мере совершенствования математического описания электромеханических устройств в той же степени совершенствуются и их схемные модели, что повышает точность моделирования. В частности, применение схемного моделирования позволило исследовать процесс короткого замыкания генератора с учетом размагничивающего действия реакции якоря. В этом направлении представляется чрезвычайно перспективным дальнейшее развитие схемной модели машины постоянного тока с целью учета вихревых токов в массивном корпусе, с учетом влияния серийной обмотки, а также схемное моделирование систем машин как в генераторном, так и в двигательном режимах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Переходные процессы в электрических машинах и аппаратах и вопросы их проектирования / О.Д.Гольдберг, О.Б.Буль, И.С.Свириденко и др. – М.: Высш. шк., 2001. – 512 с.
- [2] Баранов А.П. Судовые автоматизированные электро-энергетические системы. – М.: Транспорт, 1988. – 328 с.
- [3] Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. – Киев: Техніка, - 1966. – 436 с.
- [4] Жиц М.З. Переходные процессы в машинах постоянного тока. – М.: Энергия, 1974. – 112 с.
- [5] Толвинский В.А. Электрические машины постоянного тока. – М., Л.: ГЭИ, 1956. – 468 с.

Поступила 27.05.2004

РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММЫ FEMM И ПРЕОДОЛЕНИЕ ПРОБЛЕМ ЕЁ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Милых В.И., д.т.н., Поляков И.В., к.т.н., Полякова Н.В.
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Общая электротехника"
тел. (057) 707-64-27, E-mail: mvikri@kpi.kharkov.ua

Штангеев Е.И., к.т.н.
НПО "Электротяжмаш", Украина, 61055, Харьков, пр. Московский, 299, тел. (0572) 95-66-12

Розглянуто загальні можливості та проблеми використання програми FEMM (Finite Element Method Magnetics), що розташована на сайті <http://femm.berlios.de>. Тестування програми проведено на прикладі електричної машини складної конструкції шляхом порівняння розрахункових і дослідних даних. Запропоновано практичний варіант подолання однієї з виявлених проблем розрахунку магнітного поля, що полягає в необхідності урахування різнорідних осевих доджин ділянок магнітопроводу електричних машин.

Рассмотрены общие возможности и проблемы использования программы FEMM (Finite Element Method Magnetics), размещенной на сайте <http://femm.berlios.de>. Тестирование программы проведено на примере электрической машины сложной конструкции посредством сопоставления расчетных и экспериментальных данных. Предложен практический вариант преодоления одной из выявленных проблем расчета магнитного поля, что связано с необходимостью учета разнородных осевых длин участков магнітопровода электрических машин.

ВВЕДЕНИЕ

При расчете электромагнитных полей в устройствах с неоднородной сложной структурой получили распространение численные методы [1-3]: метод конечных разностей (МКР) и метод конечных элементов (МКЭ). Второй считается более эффективным при наличии множественных границ раздела сред, не совпадающих с координатными линиями, однако этот метод имеет значительно более сложную программную реализацию. В настоящее время последняя проблема практически снята, так как появились готовые программные комплексы со встроенными редакторами подготовки исходных данных для расчета магнитных полей устройств произвольной структуры.

Из программ, ориентированных на решение полевых задач МКЭ в двумерных областях, привлекает внимание программа FEMM [4], размещенная на общедоступном сайте <http://femm.berlios.de>. Уровень реализации программы и интерфейса таковы, что пользователю достаточно самых общих представлений о МКЭ и можно обойтись без знания алгоритмических языков программирования.

Несмотря на достаточную простоту работы в среде FEMM и возможность эффективного решения прикладных задач, основанных на расчетах электромагнитных полей, данная программа еще не получила должного распространения, за редким исключением - например, [5,6]. Можно предположить, что виной тому недостаточная информированность об этой программе и ее возможностях, а также известное недоверие к новому и неизведанному, неуверенность в достоверности получаемых результатов. Эти обстоятельства ставят потенциального пользователя перед дилеммой: стоит ли делать умственные усилия и тратить время на освоение нового программного продукта,

либо продолжать эксплуатировать или разрабатывать собственные программы.

Целью данной статьи является попытка помочь решить эту дилемму. А именно, описать общие возможности FEMM, провести ее расчетно-экспериментальное тестирование на примере электрической машины (ЭМ) достаточно сложной конструкции, выявить проблемы пользования и решения прикладных задач, а также показать пути преодоления наиболее существенной из выявленных проблем расчета магнитных полей и электромагнитных параметров электрических машин.

Достижение указанной цели представляется вполне оправданным, так как программы рассматриваемого рода могут в корне изменить подходы к электромагнитным расчетам электрических машин, аппаратов и других электротехнических устройств. Многочисленные аналитические и приближенные методики расчета их электромагнитных параметров могут быть заменены единой расчетной методикой на основе численного решения полевых задач в среде FEMM или аналогичных программных комплексов.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ВОЗМОЖНОСТИ ПРОГРАММЫ FEMM

FEMM – это пакет программ для численного решения полевых задач в двумерных областях, выделяемых в устройствах с плоскопараллельной или аксиально-осевой симметрией. Конкретно, на основе МКЭ обеспечены расчеты магнитостатических полей и гармонически изменяющихся электромагнитных полей в линейных и нелинейных средах, а также электростатических полей в линейных средах.

FEMM подразделяется на 3 основные части:

1. Интерактивная оболочка Femm.exe является

связующим пакетом предрасчетных и послерасчетных операций. Здесь обеспечиваются геометрические построения рассматриваемых объектов, причем в декартовых или полярных координатах. Геометрия исследуемого объекта может быть импортирована в FEMM еще и из других графических пакетов (например, AutoCAD или CorelDraw).

2. Программа `triangle.exe` разбивает сформированную область решения на большое количество треугольных элементов, что соответствует сути МКЭ. Наряду с внутренне обусловленным характером триангуляции области, могут быть реализованы и пожелания пользователя относительно необходимой степени дискретизации локальных подобластей, а также допустимой формы треугольников.

3. Программы `fkern.exe` для магнитных и `belasolv` для электростатических полей связывают решаемую задачу с соответствующей математической моделью на основе системы уравнений Максвелла и решают эту систему в числовой форме с учетом заданных свойств материалов и граничных условий.

В интерактивную оболочку интегрирован алгоритмический язык Lua, с помощью которого можно программным путем (в отличие от ручного) формировать, корректировать и анализировать геометрию области расчета, а также организовывать выдачу и оценку результатов расчетов, вводя необходимые уравнения или математические выражения.

Оболочка обеспечивает задание свойств материалов, в том числе кривых намагничивания ферромагнетиков, а также граничных условий на внешних и внутренних границах в сформированной области. Это условия Дирихле, Неймана, смешанные условия (комбинация двух предыдущих), условия на границе со скин-эффектом, условия периодичности и антипериодичности, специальные условия на внешних незамкнутых границах.

Полученные решения отображаются на фоне области расчета (по выбору) силовыми линиями, в векторной форме, тонированием по уровням поля. Для заданных линий строятся графики, характеризующих распределения плотности поля. Можно просматривать параметры поля в любых точках области, а также оценивать ряд интегральных величин в определенных ее зонах: магнитные потоки, силы, индуктивности, энергию, магнитные напряжения и др.

ОБЪЕКТ ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ

Для иллюстрации возможностей программы FEMM используется тяговый двигатель постоянного тока (ДПТ), уже рассматривавшийся в [7]. Его электромагнитная система представлена на рис.1 поперечным сечением в пределах половины полюсного деления. Этот ДПТ имеет следующие основные параметры: мощность 413 кВт; число пар полюсов $p=2$; диаметр якоря – 493 мм; немагнитный зазор является эксцентричным: от 7 до 18 мм; число пазов якоря - 58; расчетная активная длина якоря $l_a=380$ мм; номинальный ток обмотки возбуждения $I_{FN} = 865$ А, ее число витков на полюс – 20.

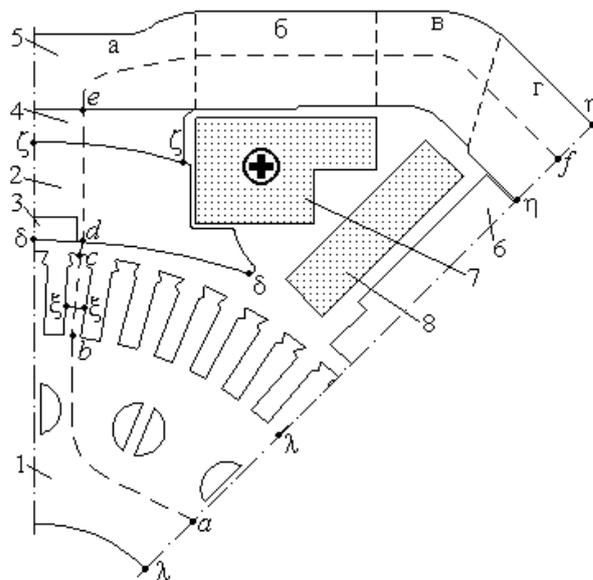


Рис.1. Расчетная модель ДПТ

Разнородность структуры магнитопровода ДПТ по аксиальной координате представлена в табл.1, где обозначены: k – номер участка, показанный на рис.1; l_{Fe} – длина активной части сердечника; K_{Fe} – коэффициент заполнения сталью. В названиях участков сделаны сокращения: СЯ - сердечник якоря; СГП – сердечник главного полюса; СДП – сердечник добавочного полюса. Станина подразделена еще на четыре локальные зоны (а, б, в, г) с учетом предполагаемого распределения магнитного потока по ее аксиальной длине. На рис.1 еще обозначены: 7 – обмотка возбуждения; 8 – обмотка добавочного полюса.

Таблица 1

k	Название участка	l_{Fe} , мм	K_{Fe}	Марка стали	k_n	
1	СЯ	380	0,955	2211	0,97	
2	СГП	390	0,96	Ст.2	1	
3	Вставка СГП	390	1	Ст.2	1	
4	Отлив станины над СГП	480	1	Ст.3	1	
5	Станина (разбивка на локальные зоны)	а	480	1	Ст.3	1,23
		б	530			1,36
		в	570			1,46
		г	620			1,59
6	СДП	400	1	Ст.3	1,03	

В качестве тестовых проводились расчеты магнитного поля обмотки возбуждения при варьировании ее тока, результаты которых сравнивались с имеющимися экспериментальными данными.

В отличие от модели на рис.1, достаточно полная минимальная область расчета охватывала полюсное деление ДПТ, так как только в этом случае можно было соблюсти симметрию зубцовой зоны сердечника якоря. Такая модель представлена на рис.2. В FEMM, как это и вообще принято при расчете магнитных полей МКЭ, решение ищется в виде распределения векторного магнитного потенциала (ВМП). В данном случае - при принятой плоскопараллельной симметрии - это его аксиальная составляющая $A_z(r, \varphi)$, где r, φ - полярные координаты. На внешних границах

области расчета - за пределами станины, а также на границах, совпадающих с линиями симметрии главных полюсов, для ВМП приняты условия Дирихле

$$A_z(r, \varphi) = 0. \quad (1)$$

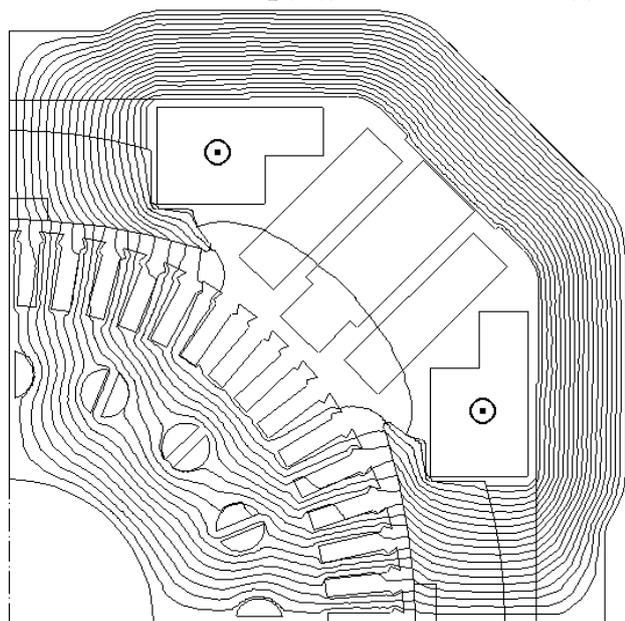


Рис.2. Принятая область расчета с картиной силовых линий магнитного поля возбуждения ДПТ

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ПО БАЗОВОМУ ВАРИАНТУ FEMM

Сначала расчеты магнитного поля проведены для модели, соответствующей собственным возможностям программы FEMM. Это значит, что магнитное поле во всей области расчета образует единую плоскопараллельную структуру. Фактически все части МПТ, представленные на рис.1 и рис.2, имеют одинаковую аксиальную длину, в качестве которой вынужденно принята и задана для FEMM ранее упомянутая активная длина l_a . Разнородные длины участков магнитопровода программа FEMM учесть не может. Для участков магнитопровода были заданы (введены) кривые намагничивания сталей и коэффициенты заполнения, представленные в табл.1, что в FEMM реализуется достаточно просто.

При автоматической триангуляции в области расчета на рис.2 была нанесена конечно-элементная структура из 6744 узлов и 13284 треугольников. Фрагменты этой структуры даны на рис.3 и рис.4.

Следует заметить, что различные дуги в программе FEMM аппроксимируются совокупностью относительно малых прямых отрезков. Из-за этого здесь порождают излишне мелкие треугольные элементы и из этих мест (см. рис.4) распространяются излишне подробные конечно-элементные структуры. Поэтому дугообразные линии раздела сред в области расчета целесообразно представлять при возможности допустимым минимумом прямых отрезков.

Расчеты магнитного поля проведены при токах возбуждения I_f , приведенных в табл.2. Каждый из расчетов на ПЭВМ с процессором Intel Celeron 2.2GHz длился примерно 20 с.

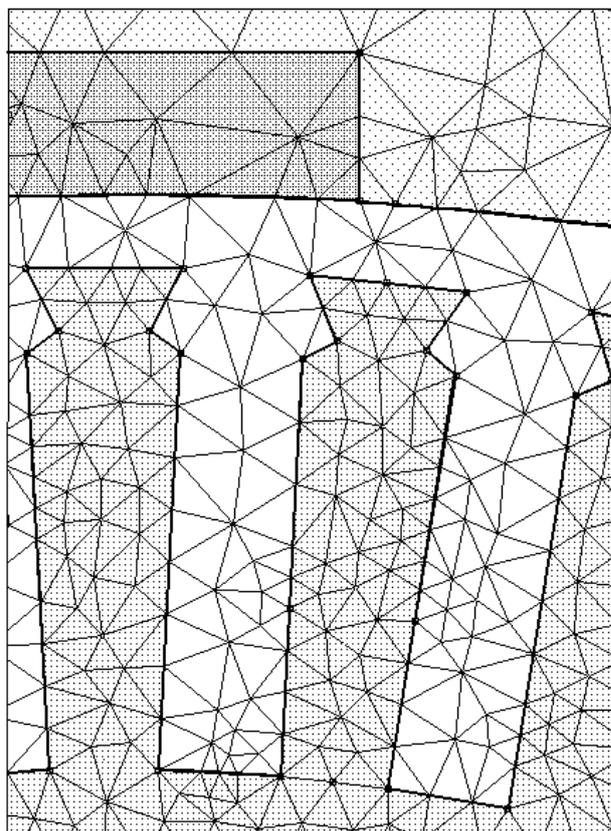


Рис.3. Фрагмент конечно-элементной структуры в зубцовой зоне якоря

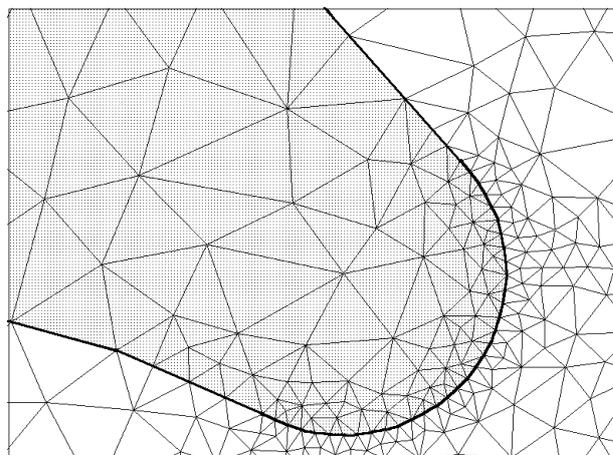


Рис.4. Фрагмент конечно-элементной структуры на краю наконечника главного полюса

Для проверки результатов расчета использовались экспериментальные значения ЭДС обмотки якоря $E_{1\text{экс}}$, приведенные к частоте вращения 1 об/с. Аналогичные расчетные значения ЭДС получалось по известной из теории машин постоянного тока [8] формуле:

$$E_1 = \frac{pN}{a} \Phi_\tau, \quad (2)$$

где $N=464$ – число активных проводников обмотки якоря; a - число пар параллельных ветвей этой обмотки; p – упоминалось ранее; Φ_τ - магнитный поток, входящего в якорь на полюсном делении, извлекающийся из результатов решения полевой задачи.

Значения ЭДС E_1 для данного расчетного варианта, обозначенного как V_1 , представлены в табл.2. Здесь же дана приведенная погрешность

$$\varepsilon_N = \frac{E_1 - E_{1\text{экс}}}{E_{1N}} 100\%, \quad (3)$$

нормированная значением ЭДС E_{1N} , соответствующим номинальному току возбуждения.

Очевидно, с ростом тока возбуждения и, значит, насыщения магнитопровода погрешность быстро возрастает, достигая недопустимых (даже для технических расчетов) значений.

Это явление полностью соответствует рассмотренному в [9] и имеет очевидное объяснение – неучет разнородных длин участков магнитопровода (табл.1). Из-за того, что все аксиальные длины приняты одинаковыми, происходит расчетное перенасыщение тех участков магнитопровода, реальная длина которых больше принятой активной длины l_a . И, прежде всего, это касается станины. Таким образом, использование возможностей, заложенных в программе FEMM, приводит к большим погрешностям, чем при общепринятом классическом расчете магнитной цепи МПТ.

РАСШИРЕНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ FEMM: ПРИНЦИП УЧЕТА РАЛИЧНЫХ ДЛИН УЧАСТКОВ МАГНИТОПРОВОДА

Принципиальный подход к учету разных аксиальных длин частей магнитопровода ЭМ был представлен в [9]. Исходной посылкой было то, что магнитное поле считается плоскопараллельным только в пределах ограниченных зон, на которые делится область расчета в поперечном сечении ЭМ. Стыковка полей отдельных зон делается по условию непрерывности магнитного потока с учетом конкретных аксиальных длин элементов, входящих в эти зоны. В качестве зон могут быть взяты участки магнитопровода, а также части немагнитных пространств между ними.

Практическая реализация усовершенствований, предложенных в [9], выразилась в использовании так называемых коэффициентов приведения разнородных аксиальных длин к единой аксиальной длине ЭМ. Это сопровождалось соответствующим пересчетом магнитных свойств и магнитных величин в ограниченных зонах области расчета. Однако непосредственное использование этого в программе FEMM не представляется возможным, так как доступа к ее внутренней структуре у пользователей нет. Поэтому усовершенствования, соответствующие [9], предлагаем реализовать на уровне исходных данных, которые пользователь вводит при решении своих задач.

Для того, чтобы при расчете магнитного поля в поперечном сечении ЭМ учесть различные аксиальные длины ее частей, необходимо определенным образом скорректировать задаваемые магнитные свойства локальных зон этого сечения. Не вдаваясь в теоретические обоснования, уже сделанные в [9], здесь представим конкретные операции, необходимые для достижения достаточно адекватных результатов расчета магнитного поля по программе FEMM в ЭМ с неоднородной торцевой структурой.

Итак, область расчета (рис.2) делим на зоны, и в данном случае в качестве таких зон возьмем участки магнитопровода, уже представленные на рис.1 и в табл.1. Здесь, в первом приближении, в качестве отдельной единой зоны возьмем оставшееся немагнитное пространство. Для более детальных расчетов последнее можно еще поделить на локальные зоны, с выделением зазоров между полюсами и якорем и еще дроблением междуполюсного пространства, как это делалось в [9].

Для каждой зоны принимается определенная аксиальная длина l_k (здесь и далее индекс k означает номер зоны) и определяется коэффициент приведения

$$K_{l,k} = \frac{l_k}{l_B} \quad (4)$$

к некоторой базовой длине l_B , в качестве которой может быть принята аксиальная длина одного из участков магнитопровода, хотя и не обязательно: произвольный выбор l_B не влияет на конечные результаты.

В зонах с линейными магнитными свойствами, характеризующимися исходным значением абсолютной магнитной проницаемости μ_k , необходимо задать ее приведенное значение

$$\mu_{п,k} = \mu_k \cdot K_{l,k}. \quad (5)$$

Для ферромагнитных сердечников, характеризующихся определенной кривой намагничивания $B(H)$, необходимо шкалу магнитной индукции B изменить применительно к каждой выделенной зоне так:

$$mB_{п} = mB \cdot K_{l,k}, \quad (6)$$

где mB , $mB_{п}$ - масштабы по шкале индукции исходной и приведенной кривых намагничивания. Шкала напряженности магнитного поля H сохраняется.

С заданными таким образом магнитными свойствами материалов проводится расчет магнитного поля по программе FEMM в соответствии с ее инструкцией. Все полученные в результате расчета значения полевых параметров (ВМП $A_{Z,п}$, магнитная индукция $B_{п}$ и т.д.) будут соответствовать приведенной расчетной модели с единой аксиальной длиной l_B .

Вернуться к исходной модели с разнородными аксиальными длинами надо опять с использованием коэффициента приведения, например, для ВМП и магнитной индукции:

$$A_Z = \frac{A_{Z,п}}{K_{l,k}}; \quad B = \frac{B_{п}}{K_{l,k}}. \quad (7)$$

Для прочих величин делаются пересчеты аналогичного вида.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ ПО ПРОГРАММЕ FEMM С РАСШИРЕННЫМИ ВОЗМОЖНОСТЯМИ

Приняв в качестве базовой длины l_B активную длину СГП, по формуле (4) для выделенных на рис.1 участков магнитопровода были определены коэффициенты приведения, которые представлены в табл.1. Посредством формулы (6) для сталей, указанных в этой же таблице, были пересчитаны кривые намагничивания и введены в соответствующее информационное окно диалогового меню FEMM.

Для немагнитного пространства, как единого участка, коэффициент приведения равнялся единице. Поэтому для этой зоны по формуле (5) осталось

$$\mu_{п,к} = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}. \quad (8)$$

Проведя все остальные действия, предписанные базовым вариантом FEMM, получили новые результаты для FEMM с расширенными возможностями. Этот расчетный вариант обозначен как *V2*. Картина магнитного поля в этом варианте при номинальном токе проиллюстрирована линиями равного ВМП на рис.2, причем максимальное значение ВМП составило $A_{max} = 0,1341 \text{ Вб/м}$ (для варианта *V1* картина поля имела примерно такой же вид, но при $A_{max} = 0,1168 \text{ Вб/м}$).

По результатам расчета магнитного поля при разных токах возбуждения определены значения ЭДС обмотки якоря (2), а также нормированные погрешности (3). Данные расчетов для варианта *V2* представлены в табл.2. По сравнению с вариантом *V1* погрешности уменьшились в весьма значительной мере, особенно при токах, дающих более насыщенное состояние магнитопровода МПТ.

Таблица 2

Эксперимент		Вариант расчета			
		<i>V1</i>		<i>V2</i>	
$I_f, \text{ А}$	$E_{1\text{экс}}, \text{ В-с}$	$E_1, \text{ В-с}$	$\varepsilon_N, \%$	$E_1, \text{ В-с}$	$\varepsilon_N, \%$
200	21,0	19,06	-4,3	19,45	-3,4
400	33,65	31,23	-5,3	33,36	-0,6
600	39,85	35,60	-9,4	39,92	0,2
800	44,08	37,75	-13,9	43,97	-0,2
865	-	38,24	-	44,9	-
1000	47,25	39,11	-17,9	46,62	-1,4
1250	50,52	40,31	-22,5	48,93	-3,5

Уровень насыщения магнитопровода МПТ в целом можно оценить по нелинейности магнитных характеристик $\Phi_r(I_f)$ – зависимостей магнитного потока, входящего в сердечник якоря на полюсном делении, от тока возбуждения. Графики таких характеристик для расчетных вариантов *V1* и *V2* и точки, определенные по экспериментальным данным, представлены на рис.5. Этот рисунок, как и данные табл.2, свидетельствуют о достаточной близости расчета по варианту *V2* к эксперименту, а также о слишком больших отклонениях от эксперимента расчетного варианта *V1*. В принципе, погрешности расчета по варианту *V2* находятся в тех пределах, которые могут быть вызваны технологическими отклонениями в конструкции ДПТ, а также неадекватностью реальных магнитных свойств сталей и справочных кривых намагничивания.

В табл.3 сравниваются некоторые магнитные параметры из расчетов по вариантам *V1* и *V2* при номинальном токе возбуждения для указанных на рис.1 мест в области расчета. В таблице обозначено: $B_{нс}$ – среднее значение нормальной составляющей магнитной индукции по определенным линиям сечения участков магнитной цепи ДПТ; U_m – падения магнитного напряжения на длине определенных линий контура, охватывающего сторону катушки главного полюса, вычисляемые на основе формулы

$$U_m = \int_l \vec{H} \cdot d\vec{l}. \quad (9)$$

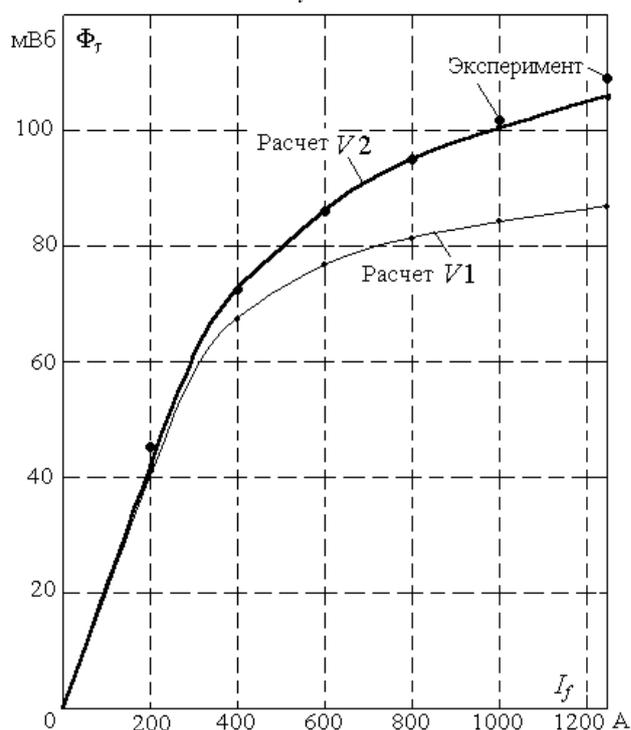


Рис.5. Магнитные характеристики ДПТ

Данные табл.3 свидетельствуют, что при номинальном возбуждении ДПТ в варианте *V1* происходит перенасыщение станины и на нее приходится чрезмерно завышенная часть МДС возбуждения. В варианте *V2*, где учтены реальные длины станины и других участков магнитопровода, все становится на свои места и результаты расчета оказываются достаточно близки к экспериментальным данным (табл.2).

Таблица 3

Участок	Линия сечения	$B_{нс}, \text{ Тл}$		Линия контура	$U_m, \text{ А}$	
		<i>V1</i>	<i>V2</i>		<i>V1</i>	<i>V2</i>
Ярмо СЯ	$\lambda-\lambda$	0,99	1,20	<i>ab</i>	240	406
Зубец	$\xi-\xi$	2,17	2,19	<i>bc</i>	2072	5318
Зазор	$\delta-\delta$	0,81	0,95	<i>cd</i>	6550	7501
СПП	$\zeta-\zeta$	1,33	1,57	<i>de</i>	93	244
Станина	$\eta-\eta$	1,78	1,36	<i>ef</i>	7105	2559

Таким образом, программа FEMM при расчете магнитных полей ЭМ с неоднородной аксиальной длиной магнитопровода нуждается в обязательном усовершенствовании. В рассмотренном здесь случае в поперечном сечении ЭМ были выделены зоны и аксиальные длины соответствующих элементов были приближенно приняты по конструктивным длинам сердечников, входящих в эти зоны. Это можно рассматривать как первое приближение, которое уже дало достаточное для практических расчетов уточнение. Дальнейшим развитием предложенного усовершенствования может явиться использование, так называемых, функций приведения – вместо коэффициентов приведения (4) аксиальных длин. Такие функции введены и использованы в [10] и других работах. Пример

определения функции приведения для станины, как одного из наиболее отличающихся по аксиальной длине участков магнитопровода (табл.1), дан в [11], где показано, что эту, наиболее влияющую на результаты часть магнитопровода, недостаточно представлять одним участком.

Следует отметить еще один недостаток программы FEMM, выявляющийся после расчета магнитного поля при выдаче результатов. Так, вычисляемые значения падения магнитного напряжения (9) недостаточно точны. Так, например, если взять замкнутый контур, сцепленный с катушками двух соседних полюсов, то сумма падений магнитных напряжений должна составлять суммарную МДС этих катушек, например, при номинальном возбуждении 34600 А. А программа FEMM выдает в варианте I1: 31539 А и в варианте I2: 32119 А. Эта весьма заметная погрешность может быть вызвана либо вообще неточностью расчета магнитного поля, либо неточностью в реализации процедуры вычисления магнитных напряжений, в частности. Скорее всего, из-за последнего и возникает погрешность невыполнения закона полного тока в (7,2..8,8)%. Ведь при расчете магнитного поля по программе FEMM задавалась относительная допустимая расчетная погрешность 10^{-9} .

Область расчета на рис.2 является минимальной для расчета магнитного поля возбуждения данного ДПТ. В режиме нагрузки, когда вместе с обмоткой возбуждения будут действовать еще и обмотки якоря и добавочных полюсов, необходимо рассчитывать магнитное поле в пределах двух полюсных делений. Такая область представлена на рис.6 и здесь уже на осях симметрии двух крайних полюсов устанавливается граничное условие периодичности

$$A_z(r, \varphi) = A_z(r, \varphi + \pi). \quad (10)$$

Расчеты поля возбуждения в такой постановке также были проведены. При этом в области расчета по рис.6 была нанесена конечно-элементная структура, содержащая 12579 узлов и 24870 треугольников. Расчет поля длился примерно 70 с и дал в итоге практически такие же результаты, как и в области на рис.2.

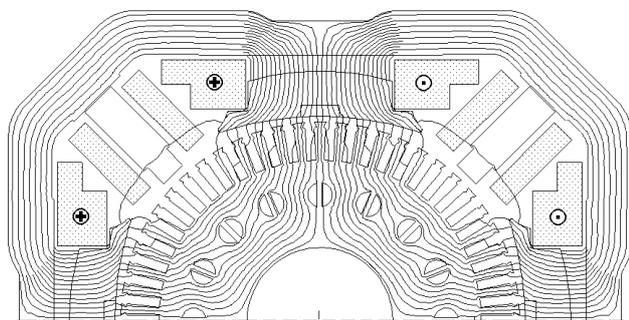


Рис.6. Область расчета с граничными условиями периодичности

ВЫВОДЫ

1. Программа FEMM при расчете магнитного поля в поперечном сечении электрических машин не позволяет учитывать разнородные аксиальные длины

участков магнитопровода. Это может приводить к погрешностям, которые существенно превышают даже погрешности расчета магнитного поля ЭМ традиционным методом неоднородной магнитной цепи.

2. Предложенное усовершенствование в компоновке с программой FEMM дает возможность получения результатов, адекватных реальным конструкциям ЭМ с неоднородной торцевой структурой. В целом программа FEMM является весьма эффективным и удобным для пользователя программным продуктом. При определенных в данной работе условиях эта программа может послужить для дальнейшего совершенствования методов проектирования электрических машин на основе использования численных расчетов магнитных полей. Задача, которую при этом следует решить, заключается в необходимости разработки методики, позволяющей результаты численных расчетов магнитных полей эффективно трансформировать в конкретные параметры разрабатываемых электрических машин.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Erdelyi E.A., Fuchs E.F. Nonlinear Magnetic Field Analysis of dc Machines. Part I: Theoretical Fundamentals. Part II: Application of the improved treatment // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1970. PAS-89, N7, p.1546-1564.
- [2] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров электриков. Пер. с англ.-М.: Мир, 1986.-318 с.
- [3] Демирчан К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей.- М.: Высш.школа, 1986.-240 с.
- [4] Meeker D. Finite Element Method Magnetics. Version 4.0. User's Manual, January 26, 2004 // <http://femm.berlios.de>, 2003.
- [5] Клименко Б.В., Байда Е.И. О проектировании броневых электромагнитов постоянного тока на базе расчета магнитного поля методом конечных элементов // Электротехника і електромеханіка, 2003.-№1.- С.38-40.
- [6] Рымша В.В. Математическое моделирование линейных вентильно-реактивных двигателей // Электротехніка і електромеханіка.-2003.-№4.-С.72-76.
- [7] Милых В.И., Климов Ю.А., Штангеев Е.И. Сравнительный анализ электромагнитных и тепловых параметров сердечника якоря тягового электродвигателя с различными аксиальными вентиляционными каналами // Электротехніка.-1990.-№5.-С.36-42.
- [8] Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.- 832 с.
- [9] Милых В.И. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин // Электротехніка.-1982.-№12.-С.46-49.
- [10] Милых В.И. Синтез магнитного поля электрических машин на основе плоско-ортогональных расчетных моделей // Электричество.-1986.- N5.- С.27-32.
- [11] Милых В.И., Кирпилева Э.Т. Магнитное поле в станине машины постоянного тока // Вестник ХГПУ. Серия «Новые решения в современных технологиях». Выпуск №79, Харьков. 2000.-С.61-62.

Поступила 4.04.2004

ПАРАМЕТРЫ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ КОМПЕНСИРОВАННЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Мишин В.И., д.т.н., проф., Герасимчук А.В., Качкур А.В.
 Национальный аграрный университет
 Украина, 03041, Киев, ул. Героев обороны, 12, НАУ,
 кафедра “Электрических машин и эксплуатации электрооборудования”, тел. (044) 267-87-57

Викладено процедуру переходу від заданих параметрів Г – подібної схеми заміщення асинхронного двигуна (АД) до Т – подібної. Розглянуто врахування параметрів напівобмоток статора в розрахункових рівняннях електричної рівноваги компенсованого АД для симетричного усталеного режиму.

Предложена процедура перехода от данных параметров Г – образной схемы замещения асинхронного двигателя (АД) к Т – образной. Рассмотрен учет параметров полуобмоток статора в расчётных уравнениях электрического равновесия компенсированного АД для симметричного установившегося режима.

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ СЕРИЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В справочнике «Асинхронные двигатели серии 4А» [1] представлены наиболее полные данные асинхронных двигателей (АД), в том числе параметры Г – образной схемы замещения, выраженные в относительных единицах (о.е.) (рис. 1 а)

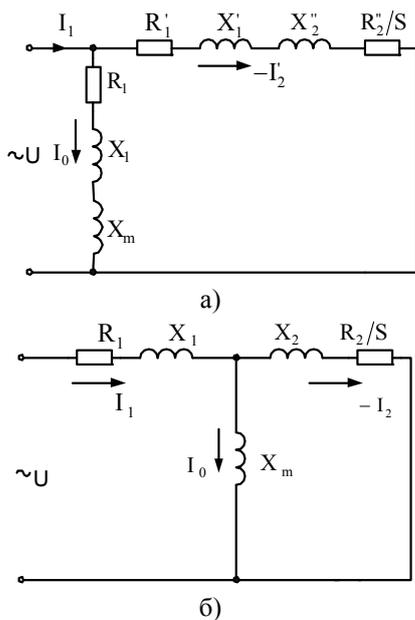


Рис. 1 Схемы замещения асинхронного двигателя: Г – образная (а), Т – образная (б)

При этом приведены параметры – сопротивления обмоток статора (R_1', X_1'), ротора (R_2'', X_2''), сопротивление взаимоиנדуктивной связи между обмотками статора и ротора и равное ему главное реактивное сопротивление (X_m) обмоток в номинальном режиме приведённого двигателя серии 4А, а также сопротивления $R_{2п}''$, $R_{кп}$, $X_{кп}$ при коротком замыкании двигателя.

Однако результаты расчета математической модели АД в установившемся симметричном режиме приводят к Т – образной схеме замещения (рис. 1 б), которая лучше отражает физические процессы в двигателе и по сути является физической моделью его [2, 3]. Поэтому при математическом моделировании

АД целесообразно пользоваться параметрами Т – образной схемы замещения.

При переходе от заданных параметров Г – образной схемы к параметрам Т – образной схемы используются [1, 2] выражениями

$$X_1 = \frac{2X_1'X_m}{X_m + \sqrt{X_m^2 + 4X_1'X_m}}; R_1 = R_1' \frac{X_1}{X_1'}; R_2 = \frac{R_2''}{c^2};$$

$$X_2 = \frac{X_2''}{c^2}; c \cong 1 + \frac{X_1}{X_m}; I_2 = cI_2' \quad (1)$$

Соотношения между параметрами в относительных единицах R_1 (о.е.), X_1 (о.е.), R_2 (о.е.), X_2 (о.е.), X_m (о.е.) и в абсолютных (Ом) выражены как

$$R_i(o.e.) = \frac{R_i(Om)}{Z_H(Om)}; X_i(o.e.) = \frac{X_i(Om)}{Z_H(Om)}; \quad (2)$$

где $Z_H = \frac{U_H}{I_H}$ – номинальное сопротивление фазы машины, Ом, $I_H = \frac{P_H}{3U_H\eta_H \cos \phi_H}$ – номинальный ток, А,

U_H – номинальное напряжение фазы, В.

Уравнения электрического равновесия цепей фазы статора и ротора в установившемся симметричном режиме двигателя по Т – образной схеме замещения при синусоидальном напряжении питания выражаются как

Уравнения электрического равновесия цепей фазы статора и ротора в установившемся симметричном режиме двигателя по Т – образной схеме замещения при синусоидальном напряжении питания выражаются как

$$\begin{cases} \dot{U} = I_1(R_1 + jX_1 + jX_m) + jX_m I_2, \\ 0 = I_2(\frac{R_2}{S} + jX_2 + jX_m) + jX_m I_1. \end{cases} \quad (3)$$

УЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУОБМОТОК СТАТОРА АД

В компенсированных асинхронных двигателях [4-8] обмотка статора базового двигателя разделяется на две равные последовательно или параллельно соединённые полуобмотки, используемые в различных схемах с электрическими конденсаторами. Расчёт таких двигателей проводится с учетом параметров отдельных полуобмоток, которые должны быть выражены через параметры базового двигателя. При этом

принципиальные электрические схемы базового двигателя можно представить в виде рис.2.

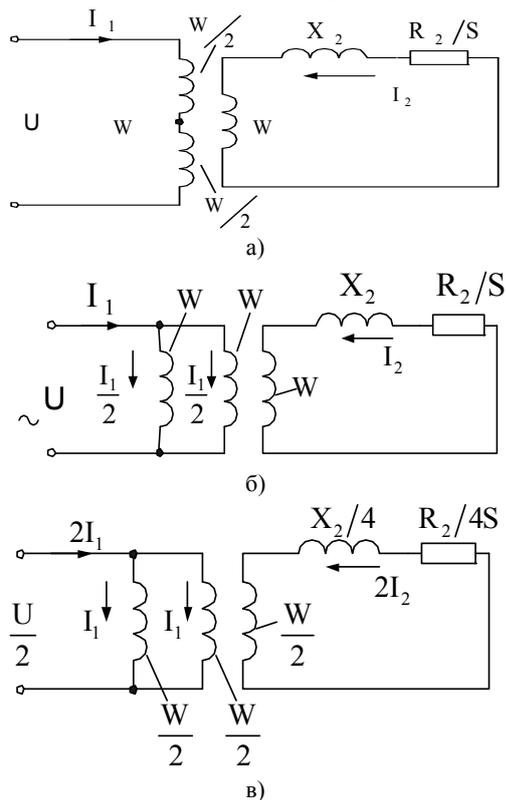


Рис. 2 Принципиальные электрические схемы одной фазы АД: при последовательном соединении полуобмоток фазы статора (а), при параллельном соединении (б), при переключении последовательной обмотки в две параллельные ветви (в)

В схеме рис. 2 а обмотка статора двигателя с числом витков W в фазе разделена на две последовательные полуобмотки с числом витков в каждой $W/2$. Из условий приведения асинхронного двигателя параметры статора и ротора его в целом остаются неизменными, но параметры каждой полуобмотки статора при последовательном соединении их равны $R_1/2$, $X_1/2$, $X_m/2$. Здесь $R_1/2$ – активное сопротивление полуобмотки, $X_1/2$ – полное реактивное сопротивление рассеяния полуобмотки, $X_m/2$ – полное главное реактивное сопротивление полуобмотки, X_1 и X_m – сопротивления рассеяния и главное реактивное сопротивление всей обмотки статора, пропорциональные W^2 , т.е. $X_1 \equiv W^2$, $X_m \equiv W^2$.

Зависимость собственных реактивных сопротивлений обмоток от второй степени числа витков их [2] определяет для полуобмоток соответственно $X_{1c} = X_1/4 \equiv (W/2)^2$ и $X_{mc} = X_m/4 \equiv (W/2)^2$.

Несоответствие между полными сопротивлениями полуобмотки $X_1/2$, $X_m/2$ и собственными значениями их $X_{1c} = X_1/4$, $X_{mc} = X_m/4$ объясняется наличием между полуобмотками в пределах единой обмотки взаимоиндуктивной связи как по основному полю, так и по полю рассеяния, что увеличивает их сопротивления ещё на величины $X_{1в} = X_1/4 \equiv (W/2)^2$ за счёт взаимоиндуктивной связи между полуобмотками по полю рассеяния, $X_{mв} = X_m/4 \equiv (W/2)^2$ – по основному магнитному потоку.

Таким образом реактивное сопротивление рассеяния каждой из последовательных полуобмоток статора, расположенных соосно под всеми полюсами равно $X_1/2 = X_1/4 + X_1/4 = X_{1c} + X_{1в}$, главное реактивное сопротивление её $X_m/2 = X_m/4 + X_m/4 = X_{mc} + X_{mв}$, сопротивление взаимоиндуктивной связи полуобмотки $W/2$ статора с обмоткой W ротора равно $X_m/2 \equiv W \cdot W/2 \equiv W^2/2$.

Следует отметить, что взаимоиндуктивная связь по основному полю в асинхронной машине имеет место между всеми обмотками статора и ротора всех фаз. Коэффициент взаимной индукции между двумя обмотками пропорционален произведению чисел витков их и \cos угла пространственного смещения между осями этих обмоток, что учитывается в математической модели электрической машины [3]. А поле рассеяния сцеплено только с собственной обмоткой. При разделении такой обмотки на две равные части, лежащие в одних и тех же пазах нужно учитывать взаимоиндуктивную связь по полям рассеяния между соосными полуобмотками единой обмотки сопротивлением $X_{1в} = X_1/4$, при пространственном смещении таких полуобмоток относительно друг друга на угол δ это сопротивление становится равным $\frac{X_1}{4} \cos \delta$. При

расположении полуобмоток фазы под разными полюсами, а также при смещении их относительно друг друга на $\delta = 60 - 120^\circ$ взаимоиндуктивной связью по полям рассеяния можно пренебречь и учитывать только собственные индуктивности (индуктивные сопротивления) рассеяния полуобмоток.

Если базовый двигатель имеет обмотку статора с двумя одинаковыми параллельными ветвями, каждая из которых рассчитана на полное напряжение U (рис. 2 б), то из условий параллельного соединения параметры ветви равны $2R_1$, $2X_1$, $2X_m$ при параметрах единой обмотки R_1 , X_1 , X_m , общем токе I_1 и токе ветви $I_1/2$. При сохранении числа витков ветви, равным числу витков W единой обмотки их собственные реактивные сопротивления рассеяния и главные, сопротивления взаимоиндуктивной связи по полю рассеяния и основному полю сохраняют соответствующие значения реактивных сопротивлений единой обмотки, т.е. $X_{1c} = X_{1в} = X_1$, $X_{mc} = X_{mв} = X_m$, откуда $2X_1 = X_{1c} + X_{1в}$, $2X_m = X_{mc} + X_{mв}$. Параметры ротора остаются неизменными R_2 , X_2 , X_m .

На практике иногда возникает необходимость обмотку с последовательным соединением полуобмоток (рис. 2 а) переключить на параллельное соединение по $W/2$ витков в ветви (рис. 2 в). Для сохранения энергетических показателей двигателя по схемам рис. 2 а и рис. 2 в в схеме рис. 2 в напряжение питания должно быть уменьшено вдвое ($U/2$), общий ток статора и ротора увеличены вдвое (соответственно $2I_1$ и $2I_2$), токи параллельных ветвей статора одинаковы и равны I_1 . В каждой из параллельных полуобмоток статора с числом витков $W/2$ сопротивление рассеяния равно $\frac{X_1}{2} = \frac{X_1}{4} c + \frac{X_1}{4} e$, главное сопротивление

$\frac{X_m}{2} = \frac{X_m}{4} c + \frac{X_m}{4} e$, активное $R_1/2$, общие параметры

всей обмотки статора будут $X_1/4$, $X_m/4$, $R_1/4$. Из условий приведения асинхронного двигателя число витков приведённой к статору обмотки ротора тоже должно быть $W/2$, т.е. коэффициент трансформации между обмотками статора и ротора при переходе от схемы рис.2а к схеме рис.2в изменился в $K=W_1/W_2=W/2W=1/2$ раз. Следовательно, параметры ротора становятся равными $X'_2=K^2X_2=X_2/4$, $R'_2=K^2R_2=R_2/4$, ток ротора $I_2=I_2/K=2I_2$, сопротивление взаимной индуктивной связи между обмотками статора и ротора $X'_m=X_m/4 \equiv (W/2)^2$, что сохраняет энергетическую эквивалентность двигателя при последовательном и параллельном соединении одной и той же обмотки статора. Указанные изменения параметров должны быть учтены при составлении уравнений типа (3) для схемы рис. 2в.

РАСЧЕТНЫЕ УРАВНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАВНОВЕСИЯ КОМПЕНСИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ СИММЕТРИЧНОГО УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА

Асинхронный двигатель с внутренней ёмкостной компенсацией при последовательном соединении полуобмоток статора

Принцип внутренней компенсации реактивной мощности в АД (рис. 3 а,б) основан на шунтировании одной из последовательных полуобмоток статора конденсатором с электрической ёмкостью С. Получая реактивную мощность от конденсатора эта полуобмотка освобождает от её передачи сеть и вторую полуобмотку, ток которой уменьшается ($I_{1A} < I_{1A}$, рис. 3в), снижая потери мощности и питающей сети [4, 7]. Для симметричного установившегося режима расчет можно вести для одной фазы, схема замещения которой и упрощённая векторная диаграмма фазы статора показаны на рис. 3 б, в. Уравнения электрического равновесия контуров цепей фазы статора и ротора в общем виде можно записать как

- для основного контура фазы цепи статора

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{1A} + \dot{U}'_{1A} = -(\dot{E}_{1A} - \dot{I}_{1A} R_{1A}) - (\dot{E}'_{1A} - \dot{I}'_{1A} R'_{1A}),$$

- для напряжения на конденсаторе

$$\dot{U}_C = \dot{U}'_{1A} \quad \text{или} \quad -jX_C \dot{I}_{CA} = -(\dot{E}'_{1A} - \dot{I}'_{1A} R'_{1A}), \quad (4)$$

- для контура ротора

$$0 = \dot{E}_a - \dot{I}_a \frac{R_2}{S},$$

где $R_{1A}=R'_{1A}=R_1/2$ – собственное активное сопротивление полуобмотки статора, R_2/S – активное сопротивление цепи ротора при скольжении S, $X_C=1/\omega C$ – ёмкостное сопротивление конденсатора,

$$\dot{I}_{1A} = \dot{I}'_{1A} + \dot{I}_{CA}$$

$\dot{E}_{1A}, \dot{E}'_{1A}$ – полные ЭДС полуобмоток статора, \dot{E}_a – полная ЭДС обмотки ротора.

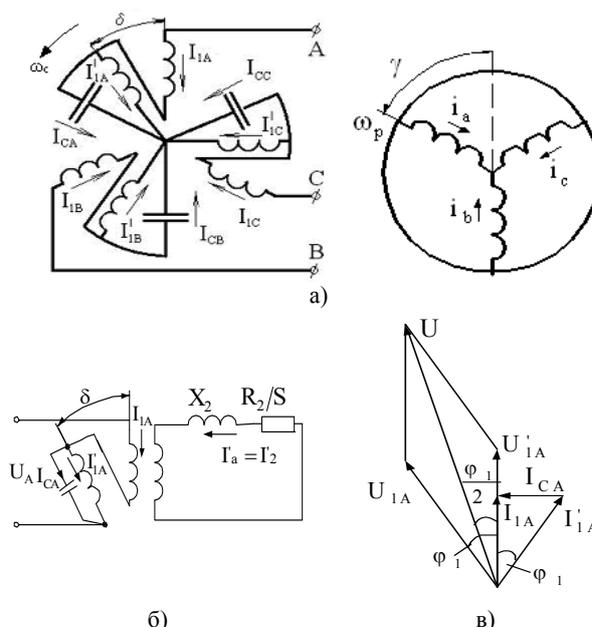


Рис. 3 Принципиальная электрическая схема цепей статора и короткозамкнутого ротора АД с внутренней ёмкостной компенсацией (а), схема замещения фазы (б) и упрощённая векторная диаграмма (в) фазы обмотки статора двигателя

При математическом моделировании процессов в АД одними из основных являются уравнения электрического равновесия контуров. Например, для контура фазы А системы рис. 3 а, где представлена принципиальная электрическая схема цепей статора и короткозамкнутого ротора АД с внутренней ёмкостной компенсацией, уравнение в общем виде запишется как

$$u_A = -(e_{1A} - i_{1A} R_{1A}) - (e'_{1A} - i'_{1A} R'_{1A}), \quad (5)$$

где $e_{1A} = -\frac{d\psi_{1A}}{dt}$, $e'_{1A} = -\frac{d\psi'_{1A}}{dt}$ – полные ЭДС полу-

обмоток статора, ψ_{1A}, ψ'_{1A} – полные потокосцепления полуобмоток 1А, 1'А которые создаются действием собственных токов в индуктивностях полуобмотки (обмотки) и за счёт взаимной индукции от токов других обмоток системы с учётом их пространственного смещения относительно друг друга. Так, для полуобмотки 1А потокосцепление можно выразить как

$$\begin{aligned} \psi_{1A} = & L_{1A} i_{1A} + M_{n\phi} i_{1A} + M_{n\phi} [i_{1B} \cos \rho + i_{1C} \cos(\rho)] + \\ & + L_{1A} i'_{1A} \cos \delta + \\ & + M_{n\phi} [i'_{1A} \cos \delta + i'_{1B} \cos(\delta + \rho) + i'_{1C} \cos(\delta - \rho)] + \\ & + M'_{n\phi} [i_a \cos \gamma + i_b \cos(\gamma + \rho) + i_c \cos(\gamma - \rho)], \end{aligned} \quad (6)$$

где $L_{1Ac}=L_{1Ab}=L_1/4$ – собственная и взаимная индуктивности рассеяния полуобмоток фазы, $L_1 = \frac{X_1}{2\pi f}$ –

индуктивность рассеяния фазы обмотки базового двигателя, $M_{n\phi}$ – главная индуктивность полуобмотки и равная ей взаимная индуктивность полуобмоток при совпадении их осей, $M_{n\phi} = \frac{M_\phi}{4}$, $M'_{n\phi}$ – взаимная индуктивность между полуобмоткой $W/2$ статора и

полной обмоткой W фазы ротора, $M'_{nf} = \frac{M_\phi}{2}$, M_ϕ – взаимная индуктивность между полными обмотками статора и ротора, $\rho=120^\circ$ – пространственный угол сдвига фаз трёхфазной системы токов, δ – пространственный угол сдвига между полуобмотками статора, $\gamma = \int \omega_p dt$ – угол поворота ротора при вращении его со скоростью ω_p .

Учитываем, что

$$i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0, \quad \cos \rho = \cos(-\rho) = -0.5,$$

а

$$\frac{2}{3}[i'_{1A} \cos \delta + i'_{1B} \cos(\delta + \rho) + i'_{1C} \cos(\delta - \rho)] = i''_{1A},$$

$$\frac{2}{3}[i_a \cos \gamma + i_b \cos(\gamma + \rho) + i_c \cos(\gamma - \rho)] = i'_a \quad (7)$$

есть токи соответственно полуобмотки 1'A статора и фазы «а» ротора, приведённые к оси основной обмотки 1A фазы статора [3, 5].

Заменяем реальные токи смещённых относительно основной оси обмоток на токи, приведённые к оси основной обмотки. Таким приёмом из уравнений электрического равновесия исключают как постоянные δ , так и переменные γ углы сдвига между обмотками m – фазной системы токов при взаимной индукции их по основному полю, упрощая выражения вида (6) до

$$\psi_{1A} = \frac{L_1}{4}(i_{1A} + i'_{1A} \cos \delta) + \frac{3}{2}M_{nf}i_{1A} + \frac{3}{2}M_{nf}i''_{1A} + \frac{3}{2}M'_{nf}i'_a$$

или

$$\psi_{1A} = \frac{L_1}{4}(i_{1A} + i'_{1A} \cos \delta) + \frac{M}{4}(i_{1A} + i''_{1A}) + \frac{M}{2}i'_a \quad (8)$$

где $M = \frac{X_m}{2\pi f} = \frac{3}{2}M_\phi$ – полная главная и взаимная индуктивность фазы базового АД.

С учётом выражения (8) полную ЭДС e_{1A} полуобмотки 1A можно записать

$$e_{1A} = -\frac{L_1}{4} \frac{d(i_{1A} + i'_{1A} \cos \delta)}{dt} - \frac{M}{4} \frac{d(i_{1A} + i''_{1A})}{dt} - \frac{M}{2} \frac{di'_a}{dt} \quad (9)$$

Здесь i_{1A} , i'_{1A} – реальные токи полуобмоток фазы статора, а i''_{1A} – ток полуобмотки 1'A, смещённой относительно полуобмотки 1A на угол δ , приведённый к оси полуобмотки 1A и представленный в виде (7), $(i_{1A} + i'_{1A} \cos \delta)$ учитывает изменение взаимной индуктивной связи между полуобмотками фазы по полю рассеяния при смещении их осей относительно друг друга на угол δ .

В симметричном установившемся режиме токи полуобмоток 1' всех трёх фаз можно представить, например, как $i'_{1A} = I'_m \cos \omega t$, $i'_{1B} = I'_m \cos(\omega t - \rho)$,

$i'_{1C} = I'_m \cos(\omega t + \rho)$, тогда из выражения (7) для приведённого к оси основной полуобмотки тока i''_{1A} получаем $i''_{1A} = I'_m \cos(\omega t + \delta)$, т.е. приведённый к другой оси ток не изменяет своей величины, изменяя лишь фазу на угол δ смещения осей. Для действующих значений соотношение между приведённым и реальным токами такой полуобмотки можно записать как

$$\dot{I}_{1A}'' = \dot{I}_{1A}' e^{j\delta}, \quad (10)$$

где $e^{j\delta} = \cos \delta + j \sin \delta$ – поворотный множитель, а полная ЭДС полуобмотки будет равна

$$\dot{E}_{1A} = -j \frac{X_1}{4} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} \cos \delta) - j \frac{X_m}{4} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} e^{j\delta}) - j \frac{X_m}{2} \dot{I}_a \quad (11a)$$

Аналогично (11) записываются и другие ЭДС ветвей схемы замещения (рис. 3 б) фазы двигателя

$$\dot{E}_{1A} = -j \frac{X_1}{4} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} \cos \delta) - j \frac{X_m}{4} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} e^{-j\delta}) - j \frac{X_m}{2} \dot{I}_a e^{-j\delta} \quad (11b)$$

$$\dot{E}_a = \dot{E}_2 = -j(X_2 + X_m) \dot{I}_a - j \frac{X_m}{2} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} e^{j\delta}). \quad (11в)$$

Полная система уравнений (4) электрического равновесия цепей фазы компенсированного асинхронного двигателя в симметричном установившемся режиме при различной пространственно – временной ориентации токов представится в общем виде как:

$$\begin{cases} \dot{U}_A = (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A}) \left[\frac{R_1}{2} + j \frac{X_1}{4} (1 + \cos \delta) \right] + j \frac{X_m}{4} [\dot{I}_{1A} (1 + e^{-j\delta}) + \dot{I}_{1A} (1 + e^{j\delta})] + j \frac{X_m}{2} \dot{I}_a (1 + e^{-j\delta}), \\ -jX_C \dot{I}_{CA} = \dot{I}_{1A} \left(\frac{R_1}{2} + j \frac{X_1}{4} \right) + j \frac{X_1}{4} \dot{I}_{1A} \cos \delta + j \frac{X_m}{4} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} e^{-j\delta}) + j \frac{X_m}{2} \dot{I}_a e^{-j\delta}, \\ 0 = \dot{I}_a \left(\frac{R_2}{S} + jX_2 + jX_m \right) + j \frac{X_m}{2} (\dot{I}_{1A} + \dot{I}_{1A} e^{j\delta}), \\ \dot{I}_{1A} = \dot{I}_{1A} + \dot{I}_{CA}. \end{cases} \quad (12)$$

Компенсированный асинхронный двигатель на базе АД с двумя параллельными ветвями в обмотке статора

Базовый двигатель с двумя параллельными, одинаковыми, соосными полуобмотками (рис. 2 б) в целом имеет параметры X_1, R_1, X_m, X_2, R_2 . При этом каждая полуобмотка выполнена на напряжение сети U и имеет параметры $2R_1, 2X_1 = X_{1c} + X_{1в}, 2X_m = X_{mc} + X_{mv}, X_{1c} = X_{1в} = X_1, X_{mc} = X_{mv} = X_m$.

При использовании двигателя в качестве КАД одна из полуобмоток является основной и включается в сеть трёхфазного напряжения, другая, дополнительная, подключается к основной как вторичная обмотка поворотного автотрансформатора (АТ) с нагрузкой АТ в виде электрической ёмкости C конденсатора [4,8]. Дополнительная обмотка, как вторичная поворотного АТ может быть пространственно смещена относительно основной на произвольный угол $0 \leq \delta \leq 2\pi$. На рис. 4 показаны принципиальные схемы фазы обмотки статора при $0 \leq \delta \leq \pi$. Изменение схем от повышающего АТ при $\delta < 120^\circ$ (рис. 4 а, б) до понижающего при $\delta > 120^\circ$ (рис. 4 в, г) [6] происходит с переменной направления намотки и маркировки полуобмоток при переходе через $\delta = 90^\circ$ (рис. 4 б, в). Изменяется

и пространственная ориентация тока \dot{I}_Δ дополнительной обмотки, что оказывает влияние на взаимоиндуктивную связь этой обмотки с другими и учитывается $|\cos \delta|$ по полю рассеяния с собственной основной обмоткой и $e^{\pm j\delta}$ по основному полю со смещёнными относительно её обмотками.

Уравнения электрического равновесия фазы КАД в установившемся симметричном режиме при одинаковом W числе витков основной, дополнительной обмоток статора и обмотки ротора принимают вид

$$\begin{cases} \dot{U} = \dot{I}_1(2R_1 + jX_1 + jX_m) + jX_1 \dot{I}_\Delta |\cos \delta| + \\ + jX_m(\dot{I}_2 + \dot{I}_\Delta e^{j\delta}), \\ -\dot{U} = \dot{I}_\Delta(2R_1 + jX_1 + jX_m - jX_C) + \\ + jX_1 \dot{I}_1 |\cos \delta| + jX_m(\dot{I}_1 + \dot{I}_2)e^{-j\delta}, \\ 0 = \dot{I}_2(\frac{R_2}{S} + jX_2 + jX_m) + jX_m(\dot{I}_1 + \dot{I}_\Delta e^{j\delta}). \end{cases} \quad (13)$$

Использование базового АД с последовательным соединением полуобмоток статора (рис. 2 а) для параллельного включения их (рис. 2 в) по схемам КАД (рис. 4) при сохранении энергетической эквивалентности двигателей в уравнениях (13) определяет напряжение сети равным $\dot{U}/2$, а все параметры (кроме X_C , которое задаётся произвольно) уменьшаются в 4 раза. Токи I_1, I_Δ, I_2 увеличатся в два раза по сравнению с их расчётом по (13).

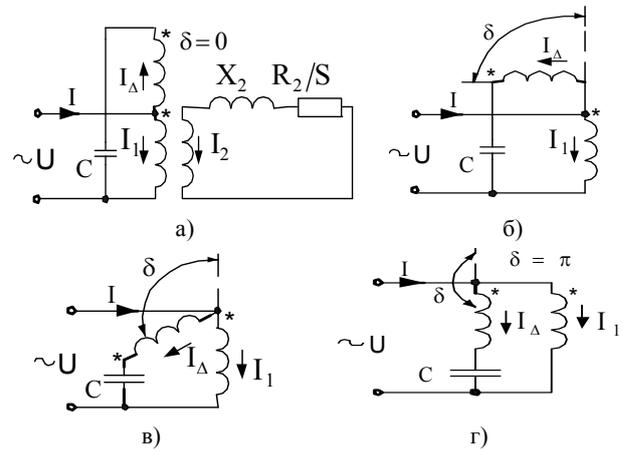


Рис. 4 Принципиальные электрические схемы фазы обмотки статора при $\delta=0$ (а), $\delta=90^\circ$ (б), $\delta=120^\circ$ (в), $\delta=\pi$ (г)

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник /А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф и др./ - М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.
- [2] Вольдек А.И. Электрические машины.–Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
- [3] Мишин В.И., Собор И.В. Моделирование аварийных режимов электродвигателей в сельском хозяйстве. – Кишинёв: Штиинца, 1991. – 127 с.
- [4] Мишин В.И., Лут Н.Т. Асинхронные электродвигатели с улучшенными энергетическими и пускорегулировочными характеристиками. Вісник національного технічного університету “ХПІ”. Харків: 2001, №17, с. 110 – 112.
- [5] Мишин В.И., Чуенко Р.Н., Кафтан Б.М. Компенсированный асинхронный двигатель (методика расчета установившегося симметричного режима). A treia conferință de sisteme elektromecanice și energetice: SIELMEN – 2001: Chișinău, 4 – 6 octombrie, 2001. vol. 1. – 99 – 106.
- [6] Патент України, № 30906 Н 02 К 17/34 Асинхронний двигун. /Мишин В.І., Чуенко М.О. та ін./ Бюл. № 7 - 11, 2000.
- [7] Патент України №51814 Н 02К 17/34 Асинхронний електродвигун /Мишин В.І., Чуенко Р.М. та ін./ Бюл. №12, 2002.
- [8] Патент України №56330 Н 02К 17/34 Трифазний асинхронний електродвигун /Мишин В.І., Кафтан Б.М. та ін./ Бюл. №5, 2003.

Поступила 20.06.2004

НОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ ТРЕХФАЗНО-ДВУХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Пентегов И.В., д.т.н., проф., Рымар С.В., к.т.н., Лавренюк А.В.
Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины
ул. Боженко, 11, Киев-150, 03680, Украина
тел. +38(044) 227-23-88, E-mail: penteg@i.com.ua

Предложены новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов с улучшенными технико-экономическими характеристиками, позволяющие преобразовывать трехфазное напряжение в два напряжения, сдвинутых по фазе друг относительно друга. Трансформаторы могут использоваться в преобразовательной, сварочной и электрометаллургической технике.

Запропоновано нові конструкції трифазно-двофазних трансформаторів з поліпшеними техніко-економічними характеристиками, які дозволяють перетворювати трифазну напругу в дві напруги, зсунуті по фазі одна відносно одної. Трансформатори можуть застосовуватися в перетворюючій, зварювальній і електрометалургійній техніці.

ВСТУПЛЕНИЕ

При проектировании электрических установок, в ряде случаев возникает необходимость преобразования трехфазного питающего напряжения в два напряжения, сдвинутых по фазе друг относительно друга. Для осуществления такого преобразования применяются трехфазно-двухфазные трансформаторы.

Потребность в трансформаторах такого типа возникает в различных устройствах преобразовательной техники, в сварочных источниках питания, в печах электрошлакового переплава, в дуговых сталеплавильных печах и др.

Существует ряд трехфазно-двухфазных трансформаторов, которые из трехфазного питающего напряжения позволяют получать два напряжения, сдвинутые по фазе друг относительно друга. Такие трансформаторы можно разделить на три типа: 1) групповой трансформатор, состоящий из двух одинаковых однофазных трансформаторов (схема Скотта) [1, 2]; групповой трансформатор, состоящий из двух одинаковых однофазных трансформаторов, первичные обмотки которых соединены по схеме «открытый треугольник» [3]; 2) трансформаторы с обычными первичными обмотками и с традиционным трехфазным магнитопроводом, но с разными вторичными обмотками (трансформатор Кюблера, трансформатор АЕГ, трансформатор Леблана, трансформатор с двумя совмещенными обмотками [2]); 3) трансформатор с несимметричными первичными обмотками и с трехстержневым магнитопроводом, у которого средний стержень имеет в $\sqrt{2}$ раза большую площадь поперечного сечения, по сравнению с каждым из его крайних стержней (трансформатор Зонса [2]).

В этих трансформаторах применяются шихтованные и навитые разрезные многостержневые магнитопроводы традиционных однофазных или трехфазных конструкций [4]. Навитые разрезные многостержневые магнитопроводы предпочтительнее, так как они обладают меньшими потерями и массогабаритными показателями.

Существующие конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов имеют ряд недостатков. Так, в групповых трехфазно-двухфазных транс-

форматорах, наличие двух магнитных систем ведет к увеличению активных потерь и массогабаритных показателей, по сравнению с одной трехфазной системой, а в традиционной схеме Скотта, в необходимости изготовления двух разных однофазных трансформаторов, что не технологично. Недостатком трансформаторов второго типа является наличие вторичных обмоток с различными параметрами для разных фаз. У третьей группы трансформаторов недостатком является наличие первичных обмоток с различными параметрами для разных фаз, а также неравенство поперечных сечений стержней магнитопровода. Все эти обстоятельства ограничивают применение существующих трехфазно-двухфазных трансформаторов.

Применение трехфазно-двухфазных трансформаторов в ряде случаев позволяет значительно упростить силовые электрические схемы оборудования и, следовательно, сделать их более надежными и дешевыми. Поэтому становится актуальной задача совершенствования конструкций таких трансформаторов. Шагом к решению этой задачи и является настоящая статья.

В Институте электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины разработаны новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов [5, 6]. В этих трансформаторах используются многостержневые навитые разрезные магнитопроводы оригинальных конструкций. Особенности конструкций магнитопроводов позволяют разным образом размещать и подключать обмотки трехфазно-двухфазных трансформаторов.

На рис. 1 представлены три проекции новой конструкции первого рассматриваемого трехфазно-двухфазного трансформатора [5]. Магнитопровод трансформатора состоит из ленточного стержневого навитого разрезного магнитопровода, имеющего две одинаковые подковообразные части 1, и центрального стержня 2. Центральный стержень 2 размещен между торцами стержней двух подковообразных частей ленточного магнитопровода 1. Толщина центрального стержня равна ширине ленты стержневого магнитопровода, а ширина равна толщине навивки стержневого магнитопровода или больше ее. Центральный

стержень изготавливается либо в виде пакета, который набирается из прямоугольных пластин электро-технической стали, см. рис. 2,а, либо из О-образного навитого стержневого неразрезного магнитопровода с последующим приданием ему сплюсненной формы, см. рис. 2,б.

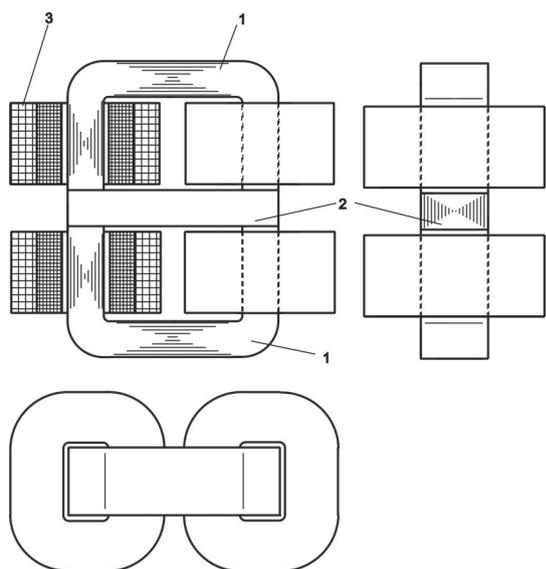


Рис. 1. Конструкция трехфазно-двухфазного трансформатора с четырьмя катушками

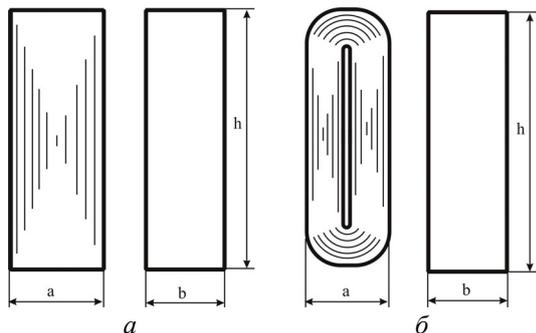


Рис. 2. Варианты изготовления центрального стержня

В области стыка, ленты стержней двух подково-образных частей ленточного стержневого магнитопровода перпендикулярны плоскостям прямоугольных пластин пакета магнитопровода либо лентам сплюсненного ленточного стержневого навитого неразрезного магнитопровода.

На рис. 3 – 5 представлены варианты схем соединений обмоток рассматриваемых трехфазно-двухфазных трансформаторов, на которых даны обозначения: $A, B, C, 0$ – соответственно клеммы к которым подключаются фазы и «ноль»; w_{11}, w_{12} – первичные обмотки трансформатора; w_{21}, w_{22} – вторичные обмотки трансформатора; $U_{\text{вых}1}, U_{\text{вых}2}$ – вторичные выходные напряжения.

Для рассмотренной конструкции трехфазно-двухфазного трансформатора [5], см. рис. 1, можно предложить три варианта соединения обмоток:

а) первичные обмотки соединены по схеме «открытый треугольник», а вторичные обмотки независимы. При этом на вторичной стороне получается два

напряжения, сдвинутых на 120 электрических градуса друг относительно друга, а ширина центрального стержня должна быть равна толщине навивки ленточного стержневого навитого разрезного магнитопровода, см. рис. 3;

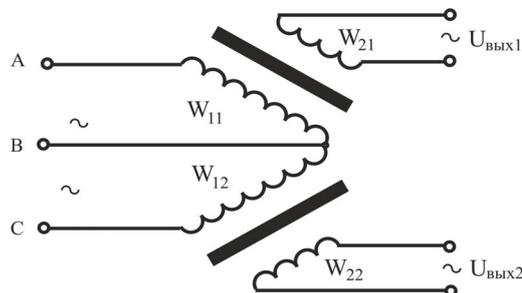


Рис. 3. Схема соединений обмоток трехфазно-двухфазного трансформатора

б) обмотки трансформатора соединены по схеме Скотта. В этом случае получаем два вторичных напряжения сдвинутых на 90 электрических градуса друг относительно друга, а центральный стержень должен быть в 1,15 или 1,25 раза больше толщины навивки ленточного стержневого навитого разрезного магнитопровода, соответственно см. рис. 4,а и 4,б. На рис. 4,б обмотка w_{12} подключена одним концом к середине обмотки w_{11} , а другим к фазе C . Необходимо отметить что, при равном количестве витков в первичных обмотках и таких подключениях вторичное напряжение $U_{\text{вых}1}$ будет больше $U_{\text{вых}2}$ соответственно в 1,15 и 1,25 раза;

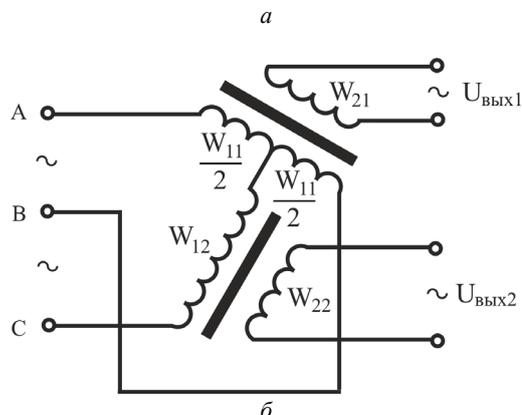
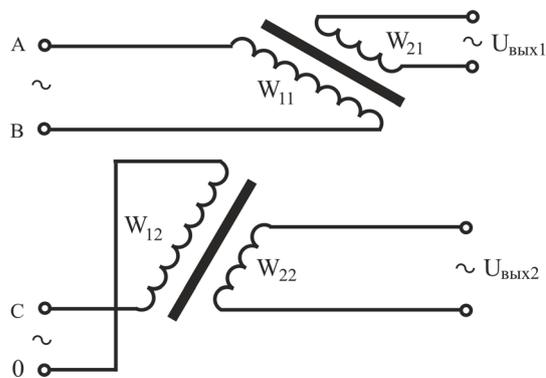


Рис. 4. Схемы соединений обмоток трехфазно-двухфазного трансформатора

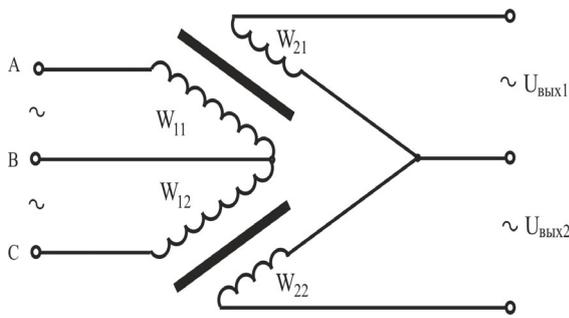


Рис. 5. Схема соединений обмоток трехфазно-двухфазного трансформатора

в) первичные и вторичные обмотки соединены по схеме «открытый треугольник». При этом на вторичной стороне получаем трехфазное напряжение, и трансформатор будет работать как обычный трехфазный, а ширина центрального стержня равна толщине навивки ленточного стержневого навитого разрезного магнитопровода, см. рис. 5.

Обмотки трехфазно-двухфазного трансформатора могут размещаться в четырех катушках 3, см. рис. 1, которые располагаются на стержнях ленточных стержневых навитых разрезных магнитопроводов, примыкающих к центральному стержню, либо в двух катушках 3, см. рис. 6, которые располагаются на участках ленточных стержневых навитых разрезных магнитопроводов, параллельных центральному стержню. Первый вариант размещения катушек с обмотками, см. рис. 1, более рационален, так как такое размещение обеспечивает улучшенные условия охлаждения, что дает возможность повысить плотность тока в проводниках обмоток и уменьшить поперечное сечение проводников, снизив массу обмоток трансформатора.

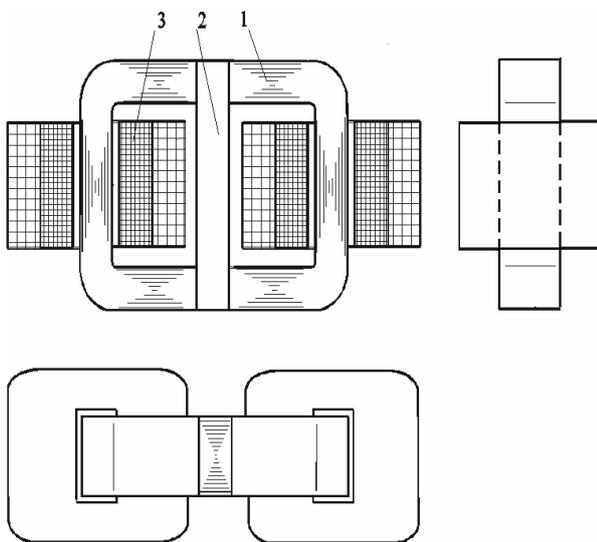


Рис. 6. Конструкция трехфазно-двухфазного трансформатора с двумя катушками

На рис. 7 представлены три проекции трехфазно-двухфазного трансформатора второй конструкции [6]. Магнитопровод такого трансформатора состоит из трех ленточных стержневых навитых разрезных маг-

нитопроводов, одного большого 1 и двух малых 2. Каждый из трех магнитопроводов состоит из двух одинаковых подковообразных частей. Большой стержневой магнитопровод 1 находится между двумя малыми магнитопроводами 2, которые имеют одинаковые геометрические размеры и наложены по контуру на большой магнитопровод с фронтальной и тыльной сторон. При этом крайние стержни большого и малых магнитопроводов совмещены и образуют крайние стержни многостержневого магнитопровода. Центральный стержень расщеплен.

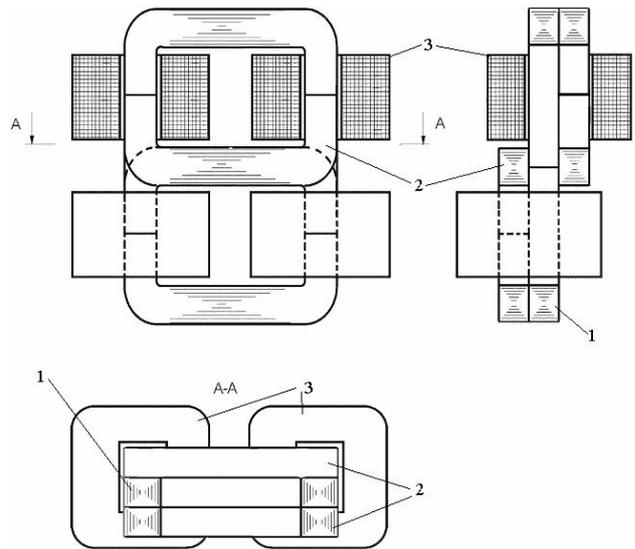


Рис. 7. Конструкция трехфазно-двухфазного трансформатора с четырьмя катушками

Существует два варианта соединения обмоток трехфазно-двухфазного трансформатора на рис. 7:

а) первичные обмотки соединены по схеме «открытый треугольник», а вторичные обмотки независимы. При этом на вторичной стороне получается два напряжения, сдвинутых на 120 электрических градуса друг относительно друга, см. рис. 3;

б) первичные и вторичные обмотки соединены по схеме «открытый треугольник». В этом случае на вторичной стороне получаем трехфазное напряжение, и трансформатор работает как обычный трехфазный трансформатор, см. рис. 5.

Обмотки трехфазно-двухфазного трансформатора могут размещаться в четырех катушках 3, см. рис. 7, которые располагаются на участках ленточных стержневых навитых разрезных магнитопроводов, перпендикулярных центральному стержню, или размещаться в двух катушках 3, расположенных на участках ленточных стержневых навитых разрезных магнитопроводов, параллельных центральному стержню [6], см. рис. 8. Для улучшения технологичности сборки и ремонта, в первом случае три магнитопровода разрезаются в плоскости параллельной центральному стержню, а во втором случае разрезают симметрично по середине стержней в плоскости перпендикулярной центральному стержню. Первый вариант размещения катушек с обмотками, см. рис. 7, более рационален, так как он обеспечивает улучшенные условия охлаж-

дения катушек, что дает возможность повысить плотности тока в проводниках обмоток и уменьшить их поперечное сечение, а соответственно и массу обмоток трансформатора.

Использование магнетодиэлектрической пасты или компаунда [7] в зоне соприкосновения частей магнитопроводов позволяет улучшить условия перехода магнитного потока из одних частей магнитопровода в другие и уменьшить ток холостого хода трансформатора. Причем, чем больше площадь поверхности соприкосновения частей магнитопровода, тем будет меньше ток холостого хода. С этой точки зрения конструкции на рис. 7 и 8 имеют преимущество перед конструкциями на рис. 1 и 6 соответственно.

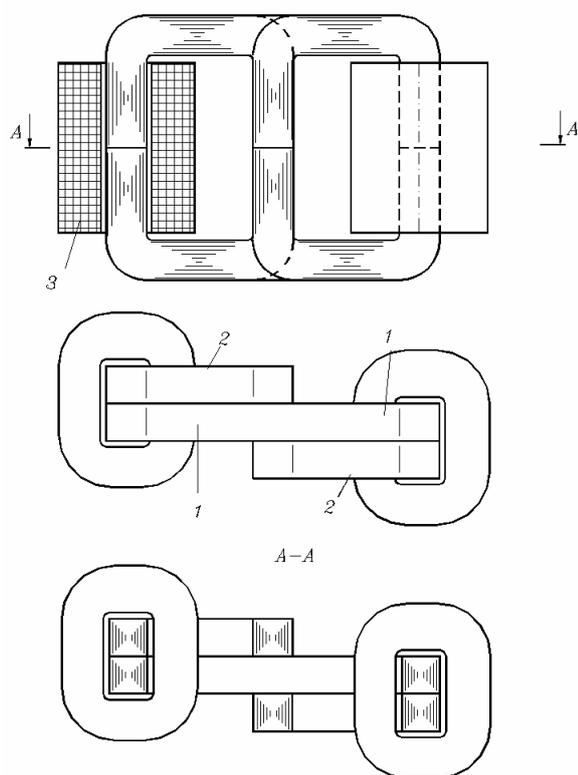


Рис. 8. Конструкция трехфазно-двухфазного трансформатора с двумя катушками

Использование рассмотренных конструкций магнитопроводов дает технологичность изготовления и простоту сборки трехфазно-двухфазных трансформаторов, а также возможность увеличения магнитной индукции в магнитопроводе до 1,65...1,75 Тл, что ведет к уменьшению поперечного сечения стержней и ярем многостержневого магнитопровода и к уменьшению его массы.

При сравнении массогабаритных и экономических показателей известных конструкций трехфазно-двухфазных трансформаторов и предлагаемых новых конструкций трансформаторов, можно установить, что новые конструкции превосходят известные конструкции. Это связано с тем, что в новых конструкциях трансформаторов можно выбирать повышенное значение магнитной индукции в магнитопроводе, а в конструкциях на рис. 1 и 7, можно брать повышенное

значение плотности тока в обмотках (за счет улучшенного условия охлаждения обмоток). Все это позволяет снизить массу трансформаторов. Так же новые конструкции трансформаторов более технологичны в изготовлении и сборке.

Однако надо отметить, что в предлагаемых трехфазно-двухфазных трансформаторах есть один недостаток, который нельзя не учитывать. В таких трансформаторах фазы нагружены неодинаково. Поэтому их применение рационально при малых мощностях нагрузок, когда влияние на сеть будет незначительным. При больших мощностях несимметричность потребления энергии из питающей сети должно выравниваться за счет симметричного распределения потребителей по фазам питающей сети.

Сравним основные параметры трехфазно-двухфазных трансформаторов новых конструкций на рис. 1 и 7 с самым распространенным традиционным трехфазным трансформатором, имеющим шихтованный магнитопровод, поскольку этот трансформатор имеет лучшие массогабаритные показатели по сравнению с известными конструкциями трехфазно-двухфазных трансформаторов. Для такого сравнения разработаны упрощенные оптимизационные математические модели трансформаторов, в которых произведено полное разделение зависимых и независимых переменных [8].

Рассматриваемые трансформаторы работают от промышленной сети с синусоидальным напряжением. Катушки с обмотками имеют близкие значения расчетных температур. Обмотки трансформаторов выполнены из медного проводника. Эффектом вытеснения тока к поверхности проводников обмоток пренебрежем. При оптимизации рассматриваются только активные материалы трансформаторов – электротехническая сталь магнитопровода и медь проводников его обмоток. Конструкционные элементы, а также кожух в оптимизационных математических моделях не учитываются.

Значение магнитной индукции в магнитопроводе трехфазного трансформатора с шихтованным магнитопроводом принимаем равным 1,63 Тл, в ленточных стержневых магнитопроводах трехфазно-двухфазных трансформаторов – 1,75 Тл. При этом потери в магнитопроводах трехфазно-двухфазных трансформаторов получались меньше, чем потери в шихтованном магнитопроводе трехфазного трансформатора традиционной конструкции. Но это не вносило существенной погрешности в результаты сравнения. Расчеты потерь в магнитопроводе проводились по методике из работы [9].

Исследования показали, что в трехфазно-двухфазных трансформаторах на рис. 1 и 7 можно увеличить плотность тока в проводниках обмоток в 1,17...1,28 раза, в зависимости от мощности трансформатора. Значения плотности тока в проводниках обмоток рассматриваемых трансформаторов были определены из условий равенства температур их обмоток. Для определения температур обмоток использовалась методика из работы [10].

На рис. 9 показана область значений отношения допустимой плотности тока в трансформаторах, в ко-

торых обмотки размещаются в четырех катушках, то есть у которых поверхность охлаждения увеличена вдвое, к плотности тока в трансформаторах с обычной поверхностью охлаждения обмоток, в зависимости от их мощности.

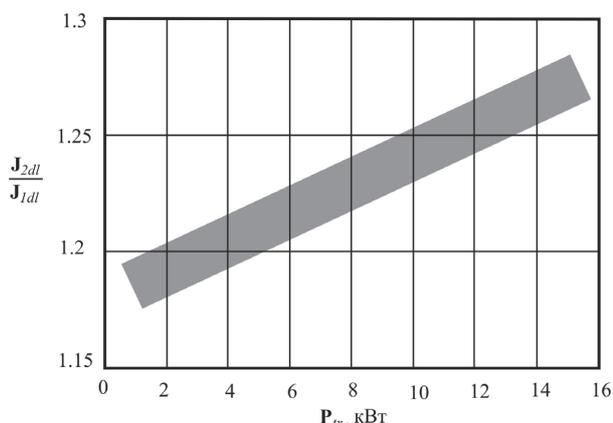


Рис. 9. Область значений отношения плотности тока J_{dl2} в трансформаторах с увеличенной поверхностью охлаждения катушек в два раза, к плотности тока J_{dl1} в трансформаторах с обычной поверхностью охлаждения обмоток, в зависимости от мощности трансформаторов P_{tr}

Рассмотрим оптимизационные математические модели трансформаторов. Будем использовать следующие обозначения: a , b – соответственно толщина и ширина стержня и ярма магнитопровода; $h_{ок}$, $l_{ок}$ – соответственно высота и ширина окна магнитопровода; l_k – расстояние между боковыми поверхностями катушек в окне магнитопровода; h_s – суммарная длина выступающих из катушек частей стержня магнитопровода для одной фазы.

Запишем уравнения для наиболее часто применяемых критериев оптимизации трансформаторов – массы и стоимости их активных материалов. В качестве базового уравнения будем использовать уравнение по определению массы активных материалов трансформатора.

Масса активных материалов трансформатора M определяется как сумма масс активных материалов магнитопровода M_c и обмоток M_o :

$$M = M_c + M_o. \quad (1)$$

Стоимость активных материалов трансформатора C равна сумме стоимостей активных материалов магнитопровода C_c и обмоток C_o :

$$C = C_c + C_o = c_c M_c + c_o M_o = c_c \left(M_c + \frac{c_o}{c_c} M_o \right), \quad (2)$$

где c_c , c_o – соответственно стоимости 1 кг активного материала магнитопровода и проводника обмоток, у.е./кг (здесь у.е. – условная денежная единица).

Если в уравнении (2) перенести в левую часть множитель перед скобками, получив в левой части уравнения выражение C/c_c , которое обозначить переменной F , а соотношение в правой части уравнения c_o/c_c обозначить коэффициентом k_g , то уравнения (1) и (2) могут быть записаны в виде обобщающего уравнения [11]:

$$F(k_g) = M_c + k_g M_o. \quad (3)$$

Уравнение (3) принимается в качестве оптимизационной функции трансформатора, у которой k_g – обобщенный весовой коэффициент, задающий соотношение между массами M_c и M_o . Данную функцию можно оптимизировать при различных значениях коэффициента k_g , получая различные расчетные варианты трансформаторов, удовлетворяющие в разной мере одному или другому критерию оптимизации [11].

Анализируя уравнения (1)-(3) можно заключить, что обобщенный весовой коэффициент k_g может принимать значения в интервале между $k_g = 1$ – при расчете трансформатора на минимум массы активных материалов и $k_g = c_o/c_c$ – при расчете трансформатора на минимум стоимости активных материалов. Можно показать [11], что при двухкритериальной оптимизации наилучший результат можно получить при коэффициенте k_g , равном среднегеометрическому значению от крайних значений: $k_g = \sqrt{1 \cdot c_o/c_c}$.

Для получения формул по определению соотношения параметров оптимизационных математических моделей рассматриваемых трансформаторов, воспользуемся методикой расчета трехфазного трансформатора, приведенной в работе [11].

Запишем уравнения, которые связывают электромагнитные и геометрические параметры трансформатора, относящиеся к одной фазе:

$$S_c = k_c ab = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega w_1 B_m}; \quad (4)$$

$$S_o = \frac{k_{ок} h_{ок} l_{ок}}{2} = w_1 \left(\frac{I_{1dl}}{J_{1dl}} + \frac{I_{2dl}}{k_{tr} J_{2dl}} \right), \quad (5)$$

где S_c – активное поперечное сечение стержня и ярма магнитопровода; k_c – коэффициент заполнения пакета магнитопровода пластинами электротехнической стали [4, 12]; U_1 – действующее значение фазного напряжения на первичной обмотке трансформатора; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота напряжения питающей сети; f – частота питающей сети; w_1 – количество витков первичной обмотки на фазу; B_m – расчетное амплитудное значение магнитной индукции в магнитопроводе [13]; S_o – активное поперечное сечение материала проводника обмоток фазы в половине окна магнитопровода; $k_{ок}$ – коэффициент заполнения окна магнитопровода проводниковым материалом [11]; I_{1dl} , I_{2dl} и J_{1dl} , J_{2dl} – соответственно длительные действующие фазные значения тока и плотности тока в первичной и вторичной обмотках трансформатора; k_{tr} – коэффициент трансформации, $k_{tr} = U_1/U_2$; U_2 – действующее значение фазного напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Коэффициент заполнения окна магнитопровода проводниковым материалом можно определить из выражения:

$$k_{ок} = k_o k_k k_s. \quad (6)$$

Здесь k_o – усредненный коэффициент заполнения первичной и вторичной обмоток проводниковым материалом, учитывающий изоляцию и разбухание обмоток; k_k – коэффициент, учитывающий расстояние между боковыми поверхностями обмоток двух фаз в окне магнитопровода, $k_k = 1 - l_k/l_{ок}$; k_s – коэффициент,

учитывающий наличие выступающих из обмоток частей стержня магнитопровода, $k_s = 1 - h_g/h_{ок}$.

Продолжительность включения трансформатора составляет 100 %, поэтому длительные действующие значения фазных токов I_{1dl} и I_{2dl} равны соответственно действующим значениям фазных токов в первичной и вторичной обмотках трансформатора I_1 и I_2 .

Действующее значение фазного тока в первичной обмотке трансформатора I_1 определяется с некоторым избытком из выражения: $I_1 = I_2/k_r + I_0$, где I_0 – действующее значение тока холостого хода трансформатора, уточняющееся в процессе оптимизации. Значение тока I_0 может быть рассчитано по методике работы [13]. Действующее значение фазного тока во вторичной обмотке трансформатора I_2 равно $I_2 = P_2/(3U_2)$ – для трехфазного трансформатора; $I_2 = P_2/(2U_2)$ – для трехфазно-двухфазного трансформатора, где P_2 – расчетная мощность трансформатора на вторичной стороне.

Уравнения для расчета массы магнитопровода M_c и массы обмоток трансформатора M_o , с учетом выражений (4) и (5), будут иметь вид:

$$M_c = \gamma_c S_c l_c; \quad (7)$$

$$M_o = k_1 \gamma_o S_o l_o, \quad (8)$$

где k_1 – количество обмоток (для трехфазного трансформатора $k_1 = 3$; для трехфазно-двухфазных трансформатора $k_1 = 2$); γ_c, γ_o – соответственно удельные плотности электротехнической стали [13] и активного материала проводника обмоток [4, 12]; l_c, l_o – соответственно средние длины магнитной силовой линии магнитопровода и проводника обмотки одной фазы. Эти параметры зависят от особенностей конструкции трансформаторов и могут принимать следующие значения:

– для традиционной конструкции трансформатора с шихтованным магнитопроводом:

$$l_c = 3h_{st} + 4l_{ок} + 6b; \quad (9)$$

$$l_o = 2a + 2b + k_k \frac{\pi}{2} l_{ок}; \quad (10)$$

– для конструкции трехфазно-двухфазного трансформатора на рис. 1:

$$l_c = 4h_{st} + 3l_{ок} + (\pi + 2)b; \quad (11)$$

$$l_o = 2a + 2b + k_k \frac{\pi}{2} l_{ок}; \quad (12)$$

– для конструкции трехфазно-двухфазного трансформатора на рис. 7:

$$l_c = 4h_{st} + 3l_{ок} + \frac{(3\pi + 2)}{2} b; \quad (13)$$

$$l_o = 2a + 2b + k_k \frac{\pi}{2} l_{ок}. \quad (14)$$

Если проанализировать уравнения (4)-(14), то можно заключить, что независимыми переменными в оптимизационной функции (3), в которую входят соответствующие конструкциям трансформатора уравнения (4)-(14), являются переменные w_1, b и $l_{ок}$. Все остальные величины либо задаются, либо зависят.

Оптимальные (минимальные) значения оптимизационной функции (3) могут находиться при помощи численных методов оптимизации. Уравнение (3) лег-

ко оптимизируется при помощи метода Гаусса-Зейделя (метода покоординатного спуска) [8] при заданных начальных значениях переменных w_1, b и $l_{ок}$.

Массы активных материалов магнитопровода и обмоток трансформатора рассчитываются по формулам (7) и (8), причем массы, как и большинство параметров в оптимизационной модели трансформатора зависят от обобщенного весового коэффициента k_g . В связи с этим, переищем уравнения (1) и (2) для определения массы и стоимости активных материалов трансформатора в виде функций, зависящих от коэффициента k_g , рассматривая данный коэффициент как непрерывно изменяющийся параметр:

$$M(k_g) = M_c(k_g) + M_o(k_g); \quad (15)$$

$$C(k_g) = C_c(k_g) + C_o(k_g) = c_c M_c(k_g) + c_o M_o(k_g). \quad (16)$$

Таким образом, для получения расчетного варианта трансформатора необходимо проводить оптимизацию функции $F(k_g)$ при конкретном значении обобщенного весового коэффициента k_g , после чего рассчитывать все параметры оптимизационной модели и определять значения выбранных критериев оптимизации по формулам (15) или (16) при том же конкретном значении коэффициента k_g .

Полученная оптимизационная математическая модель трансформатора позволяет однозначно находить оптимальное решение, как при однокритериальной, так и при многокритериальной оптимизации с помощью обобщенного весового коэффициента k_g . Проведенные исследования показали, что полученные оптимизационные математические модели трансформаторов имеет один экстремум для каждого критерия оптимизации и не имеет овражной структуры.

Введение обобщенного весового коэффициента k_g в разработанную оптимизационную математическую модель трансформаторов позволяет находить наиболее приемлемый расчетный вариант трансформатора при его многокритериальной оптимизации в случае равноправности выбранных критериев оптимизации [11].

Для выбора наиболее приемлемого варианта трансформатора при его многокритериальной оптимизации в полученной математической модели необходимо определить границы изменения значений обобщенного весового коэффициента k_g , ограничивающие область Парето (область значений критериев оптимизации в которой невозможно одновременное их улучшение). Границы области Парето однозначно определяются значениями коэффициента k_g , при которых критерии оптимизации принимают минимальные значения. Область Парето в рассматриваемом случае находится между наименьшим и наибольшим значением коэффициента k_g .

Оптимизируем трансформаторы по массе и стоимости их активных материалов. Значения обобщенного весового коэффициента k_g в этом случае изменяются непрерывно в диапазоне $1 \dots c_o/c_c$, ограничивающем область Парето. Стоимости 1 кг ЭТС и 1 кг меди проводника обмоток можно принять равными соответственно $c_c = 1,8$ у.е./кг и $c_o = 4,5$ у.е./кг, при этом отношение $c_o/c_c = 2,5$. Таким образом, область

Парето в рассматриваемом случае будет лежать в диапазоне $k_g = 1...2,5$.

В результате расчетов найдены оптимальные варианты исследуемых конструкций трехфазно-двухфазных трансформаторов, см. рис. 1 и 7, которые сравнивались с оптимальным вариантом трансформатора традиционной конструкции с шихтованным магнитопроводом.

Установлено, что отношение масс и стоимостей исследуемых трансформаторов к соответственно массе и стоимости традиционного трансформатора с шихтованным магнитопроводом практически не зависит от значения коэффициента k_g . То есть отношение масс трансформаторов при $k_g = 1$ почти не изменяется во всем диапазоне $k_g = 1...2,5$.

Для рассматриваемых вариантов трехфазно-двухфазных трансформаторов, отношение их масс к массе традиционного трансформатора с шихтованным магнитопроводом, при расчете трансформатора на минимум массы активных материалов ($k_g = 1$), составляет: для трансформатора на рис. 1 – 0,7144; для трансформатора на рис. 4 – 0,7125. Аналогичные значения получаются и при расчете трансформаторов на минимум стоимости ($k_g = 2,5$).

При одинаковых мощностях, трехфазно-двухфазные трансформаторы на рис. 1 и 7 легче и дешевле традиционного трансформатора с шихтованным магнитопроводом приблизительно на 28 %. Это говорит о возможности существенной экономии активных материалов при использовании таких трансформаторов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанные новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов могут найти применение в устройствах преобразовательной, сварочной и электрометаллургической технике.

Новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов технологичны в изготовлении и сборке. Все катушки с обмотками имеют одинаковые параметры, а многостержневой магнитопровод собран из навитых разрезных магнитопроводов, что значительно упрощает сборку и ремонт трансформаторов.

Благодаря применению новых конструкций магнитопроводов, возможно повышение значения магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора до 1,65...1,75 Тл, а также повышение плотности тока в проводниках обмоток. В связи с этим новые конструкции трехфазно-двухфазных трансформаторов выгодно отличаются от существующих трехфазно-двухфазных трансформаторов по массогабаритным и стоимостным показателям.

При проведении сравнения массогабаритных и стоимостных показателей новых конструкций трехфазно-двухфазных трансформаторов с традиционным трехфазным трансформатором с шихтованным магнитопроводом установлено, что новые конструкции на 28 % легче и дешевле. Это позволяет существенно экономить активные материалы, применяя новые конструкции трансформаторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вексклер Г.С., Тетельбаум Я.И. Электропитание радио-устройств.– К.: Техника, 1966.– 383 с.
- [2] Бамдас А.М., Кулинич В.А., Шапиро С.В. Статические электромагнитные преобразователи частоты и числа фаз.– М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.– 208 с.
- [3] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов.– Л.: Энергия, 1970.– 432 с.
- [4] Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов.– М.: Энергоатомиздат, 1986.– 528 с.
- [5] Заявка на Декл. України. Трифазно-двофазний трансформатор / І.В. Пенетгов, С.В. Рymar, А.В. Лавренюк (Україна (UA)); ІЕЗ ім. Є.О. Патона НАН України (UA).– № 2003098641; Заявл. 22.09.2003.
- [6] Заявка на Декл. Пат. України. Трифазно-двофазний трансформатор / І.В. Пенетгов, С.В. Рymar, А.В. Лавренюк (Україна (UA)); ІЕЗ ім. Є.О. Патона НАН України (UA).– № 2003098697; Заявл. 24.09.2003.
- [7] Троицкий В.А., Ролик А.И., Яковлев А.И. Магнитодиелектрики в силовой электротехнике.– К.: Техніка, 1983.– 207 с.
- [8] Корячко В.П., Курейчик В.М., Норенков И.П. Теоретические основы САПР.– М.: Энергоатомиздат, 1987.– 400 с.
- [9] Пенетгов И.В., Рymar С.В. Метод определения потерь в стали трансформатора, ориентированный на использование в САПР // Техническая электродинамика.– 1995.– № 6.– С.
- [10] Рymar С.В. Оптимизационные методы расчета однофазных сварочных трансформаторов: Дисс... канд. техн. наук.: 05.09.01 / Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины.– К., 1999.– 346 с.
- [11] Пенетгов И.В., Рymar С.В., Стемковский Е.П. Оптимизационная математическая модель трехфазного трансформатора и выбор его расчетного варианта при многокритериальной оптимизации // Технічна електродинаміка.– 2002.– № 1.– С. 22-28.
- [12] Бальян Р.Х. Трансформаторы для радиоэлектроники.– М.: Сов. радио, 1971.– 720 с.
- [13] Холоднокатаные электротехнические стали. Справочник / Б.В. Молотилов, Л.В. Миронов, А.Г. Петренко и др. / Под ред. Б.В. Молотилова.– М.: Металлургия, 1989.– 168 с.

Поступила 09.02.2004

ЭФФЕКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЗАВИСИМЫХ РАСЦЕПИТЕЛЕЙ ТОКООГРАНИЧИВАЮЩИХ АВТОМАТИЧЕСКИХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Серда А.Г., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-69-76, E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua, evl@kpi.kharkov.ua.

Розглядається можливість зниження власного часу спрацьовування струмообмежуючого автоматичного вимикача шляхом оптимального вибору параметрів незалежного розчеплювача.

Рассмотрена возможность снижения собственного времени срабатывания токоограничивающего автоматического выключателя путем оптимального выбора параметров независимого расцепителя.

Степень использования, а, следовательно, и экономическая эффективность полупроводниковых приборов существенно зависят от быстродействия и токоограничивающих свойств защиты. Традиционно эта задача решается с помощью быстродействующих предохранителей, последовательно включаемых с каждым вентиляем, либо установкой на вход выпрямителя автоматического выключателя. Оба способа не совершенны и имеют ряд ограничений по применению.

Применение автоматических выключателей в условиях большой мощности требует установки токоограничивающих реакторов, дорогой и громоздкой системы. Применение быстродействующих предохранителей снимает необходимость в реакторах, однако, необходимость замены сгоревшей плавкой вставки затрудняет возможность автоматизации и дистанционного управления преобразователями.

Автоматический выключатель совмещает в себе как аппарат защиты, так и аппарат дистанционного управления, обеспечивает многократность коммутации цепи в номинальном режиме и осуществляет защиту во всем диапазоне сверхтоков.

Недостатком токоограничивающих автоматических выключателей является невысокое быстродействие, не позволяющее надежно защитить полупроводниковые преобразователи в аварийных режимах. Широкое распространение для защиты управляемого выпрямителя при коротком замыкании получили автоматические выключатели типа АЗ792Б на номинальный ток до 630А. Собственное время срабатывания такого выключателя от воздействия электромагнитного расцепителя максимального тока составляет 20-40 мс, что недопустимо при защите полупроводниковых приборов, обладающих низкой перегрузочной способностью. Повысить быстродействие выключателя возможно, используя в качестве выходного реле независимый расцепитель (РН), предназначенный для дистанционного отключения выключателя. Конструктивно РН представляет собой электромагнит с поворотным якорем. Якорь РН воздействует на отключающую рейку механизма свободного расцепления. Питание РН осуществляется мощным импульсом напряжения от предварительно заряженной емкости, что позволяет уменьшить собственное время срабатывания автоматического выключателя до 10 мс.

Режимы, характеризующие протекание сверхтоков, можно разделить на две группы: внешние аварии, вызванные коротким замыканием нагрузки, и внутренние аварии, обусловленные повреждением вентиля. Наиболее опасным с точки зрения продолжительности и амплитуды аварийного тока является внутреннее короткое замыкание выпрямителя. В худшем случае (индуктивная нагрузка) амплитудное значение тока короткого замыкания наступает через 10 мс. Таким образом, даже применение автоматических выключателей с управлением РН от емкости не позволяет ограничить ударный ток короткого замыкания на безопасном для полупроводникового преобразователя уровне.

В настоящей статье экспериментально исследовано влияние параметров независимого расцепителя (обмоточные данные катушки и масса якоря), емкости накопителя энергии (емкость, напряжение заряда) и привода главных контактов (провал контактов, ход отключающей рейки механизма свободного расцепления) на собственное время срабатывания автоматического выключателя типа АЗ792Б с целью улучшения его защитных показателей.

Независимый расцепитель может быть укомплектован одной из семи серийно выпускаемых катушек, из которых интерес представляют три. В табл.1 приведены параметры интересующих нас катушек, согласно маркировке завода изготовителя [1].

Таблица 1

Катушка	Требования к источнику питания	Параметры обмотки	
		Диаметр провода	Число витков
№3	$-U=24\div 27В,$ $\sim U=350\div 440В, 400Гц.$	0,224 мм	420±10
№4	$\sim U = 220 В, 400Гц$	0,315 мм	285±5
№7	Импульс от $C=100мкФ,$ $U=220\div 350В.$	0,5 мм	530±5

Кроме того, необходимо исследовать влияние массы подвижной части (якоря) независимого расцепителя. Масса подвижной части определяет инерционность РН. Конструкция якоря РН показана на рис.1. На рис. 1а приведена конструкция якоря серийного

РН. Штриховкой показаны технологические отверстия. На рис. 16 приведена конструкция доработанного якоря, в котором дополнительно фрезерована заштрихованная часть. В результате доработки массу якоря удалось снизить с 36 до 25 грамм.

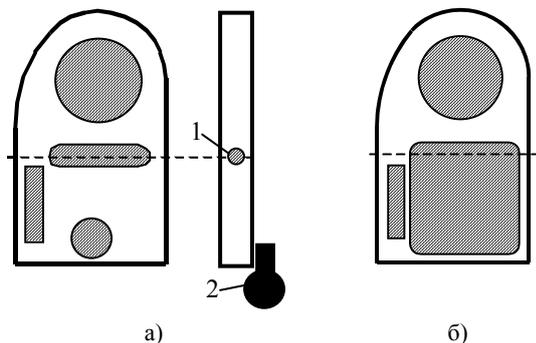


Рис. 1. Якорь независимого расцепителя.
1 – ось вращения; 2 – отключающая рейка

Экспериментально установлено [2], что в качестве системы управления РН с наилучшей стороны зарекомендовала себя схема изображенная на рис. 2.

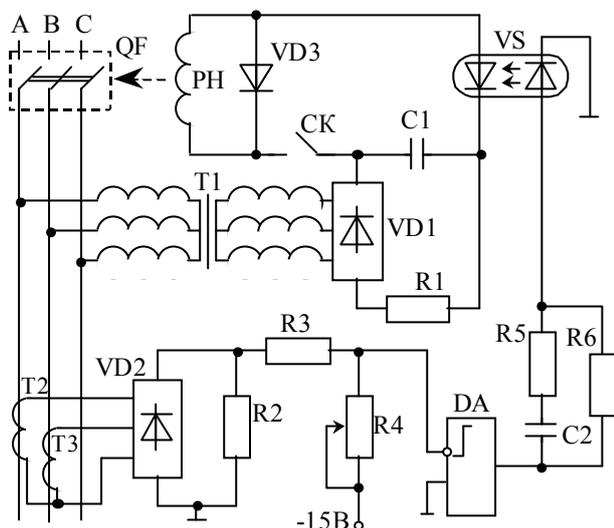


Рис. 2. Система управления независимым расцепителем

Система управления состоит из схемы питания катушки РН и схемы управления тиристорным ключом VS. Схема питания РН характеризуется повышенным напряжением заряда конденсатора (сотни вольт), по сравнению с напряжением питания схемы управления тиристором VS (единицы вольт). Необходимо гальваническая развязка двух схем. С этой целью оптимальным представляется в качестве ключа использовать оптотиристор, например ТО 125-12.

Схема питания РН состоит из конденсатора C1 и электронного ключа VS. Заряд конденсатора осуществляется от трансформатора T1 через выпрямитель VD1. Диод VD3 создает апериодического характера разряда емкости C1, так как экономически целесообразнее применение электролитических конденсаторов. Управление ключом VS осуществляется сигналом, снимаемым с трансформаторов тока T2, T3, выполняющих роль датчиков. Сигнал, снимаемый с T2, T3, преобразуется через выпрямитель VD2 и резисторы R2, R3. Резистор R4 служит для регулировки уставки тока срабатывания. Сравнение тока главной цепи с током уставки происходит в компараторе DA. Если ток главной цепи превысит значение уставки, сигнал компаратора откроет ключ VS и произведет срабатывание автоматического выключателя QF.

Измерение времени срабатывания выключателя производилось по схеме, изображенной на рис. 3.



Рис. 3. Схема измерения собственного времени срабатывания автоматического выключателя

Питание РН осуществляется от конденсатора C, емкость которого принималась равной 100мкФ и 200мкФ. Заряд конденсатора C до напряжения U осуществляется от автотрансформатора T1 через выпрямитель VD1. Синхронное управление РН и электронным таймером mS осуществляется с помощью оптотиристора VS1, VS2. Импульс управления тиристорами VS1, VS2 поступает от независимого источника U_y через ограничивающий резистор R2. При включении исследуемого автоматического выключателя QF по цепи управления VS1-VS2 под действием напряжения U_y протекает ток, открывающий тиристоры. При этом синхронно происходит разряд емкости C на обмотку РН и включение таймера mS. Независимый расцепитель срабатывает и отключает автоматический выключатель QF. Отключение QF приводит к остановке таймера. Таким образом, измеряется собственное время срабатывания выключателя от момента подачи управляющего импульса на независимый расцепитель до начала расхождения главных контактов.

Исследование проводилось на пяти образцах автоматических выключателей. В ходе эксперимента выключатели подвергались регулировке провала главных контактов и хода отключающей рейки от максимального до минимального значения. В соответствии с инструкцией по сборке и регулировке указанные параметры выключателя должны находиться в пределах: провал 2,5÷3,5 мм, ход рейки 0,6÷0,8 мм. Исследовались только максимальные и минимальные значения указанных параметров.

Результаты измерения собственного времени срабатывания автоматического выключателя t в функции параметров емкостного накопителя энергии (емкость C, напряжение заряда U), параметров расцепителя (катушка, масса якоря m_я), параметров выключателя (ход рейки, провал главных контактов) представлены в табл. 2. – 4.

На первом этапе исследовались автоматические выключатели, в которые устанавливались РН с катушкой №7. Эта катушка заявлена заводом изготовителем (табл. 2) для питания РН от системы управления по схеме, изображенной на рис. 2.

При отключении автоматического выключателя время необходимое для выбора провала главных контактов определяется массой подвижных контактодержателей, инерционностью ломающихся рычагов и жесткостью приводных пружин. Влияние величины провала на собственное время срабатывания выключателя носит монотонный характер: чем меньше провал, тем меньше время отключения. Результаты измерений показали, что регулировка провала от максимального до минимального значения уменьшает собственное время отключения выключателя на 0,5 мс.

Результаты измерений времени срабатывания выключателя в функции напряжения заряда конденсатора при различных значениях емкости конденсатора и массы якоря приведены в табл. 2. Параметры выключателя: ход рейки 0,8 мм, провал главных контактов 2,5 мм. По данным табл. 2 построены зависимости, изображенные на рис. 4.

Таблица 2

t , мс	Емкость, мкФ	Масса якоря: $m_{\text{я}}=36\text{г.}$		Масса якоря: $m_{\text{я}}=25\text{г.}$	
		$C=100$	$C=200$	$C=100$	$C=200$
U , В	100	10,6	9,8	10,0	8,8
	150	9,4	8,5	8,7	7,7
	200	8,2	7,76	7,8	7,3
	250	7,8	7,31	7,5	6,9
	300	7,3	7,1	7,1	6,7
	350	7,0	6,85	6,9	6,5
	400	6,9	6,73	6,7	6,4

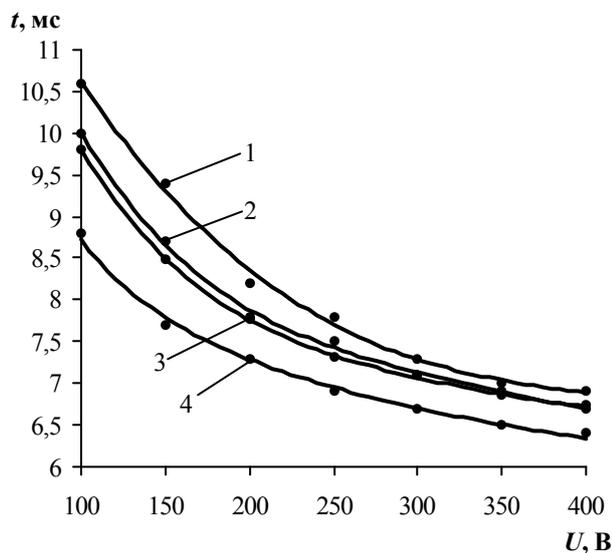


Рис. 4. Влияние массы якоря.

- 1 – $C=100\text{мкФ}$, $m_{\text{я}}=36\text{г.}$; 2 – $C=100\text{мкФ}$, $m_{\text{я}}=25\text{г.}$;
3 – $C=200\text{мкФ}$, $m_{\text{я}}=36\text{г.}$; 4 – $C=200\text{мкФ}$, $m_{\text{я}}=25\text{г.}$

Построенные на рис. 4 зависимости свидетельствуют о том, что снижение инерционности подвижной части РН позволяет уменьшить энергию источника питания. Характеристики 2 и 3 практически не различаются.

В данном случае благодаря снижению массы якоря РН, емкость питающего конденсатора можно уменьшить с 200 до 100 мкФ. Следовательно, уменьшатся габариты и стоимость конденсаторной батареи.

Результаты измерений времени срабатывания выключателя в функции напряжения заряда конденсатора при различных значениях массы якоря и хода отключающей рейки сведены в табл. 3. Емкость конденсатора: $C=200\text{мкФ}$. Провал главных контактов 2,5 мм. По данным табл. 3 построены зависимости, изображенные на рис. 5.

Таблица 3

t , мс	Ход рейки	Масса якоря: $m_{\text{я}}=36\text{г.}$		Масса якоря: $m_{\text{я}}=25\text{г.}$	
		0,8мм	0,6мм	0,8мм	0,6мм
U , В	100	9,8	9,3	8,8	8,64
	150	8,5	8,2	7,7	7,7
	200	7,76	7,6	7,3	7,02
	250	7,31	7,15	6,9	6,68
	300	7,1	6,88	6,7	6,5
	350	6,85	6,7	6,5	6,27
	400	6,73	6,58	6,4	6,2

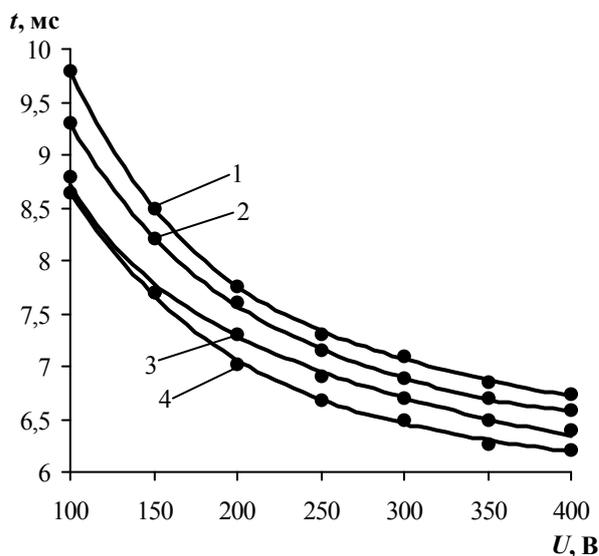


Рис. 5. Влияние хода отключающей рейки.

- 1 – $m_{\text{я}}=36\text{г.}$, ход рейки 0,8 мм; 2 – $m_{\text{я}}=36\text{г.}$, ход рейки 0,6 мм;
3 – $m_{\text{я}}=25\text{г.}$, ход рейки 0,8 мм; 4 – $m_{\text{я}}=36\text{г.}$, ход рейки 0,6 мм

Предварительные исследования показывают, что уменьшить собственное время срабатывания автоматического выключателя позволяет точная регулировка его параметров. В частности минимальные значения провала главных контактов и хода отключающей рейки механизма свободного отключения уменьшают собственное время срабатывания на 1 мс. Такой, несущественный на первый взгляд, выигрыш во времени позволяет снизить интеграл отключения аппарата в 1,5÷2 раза. В ходе дальнейших исследований значения провала главных контактов и хода отключающей рейки фиксировались на минимальных значениях.

Результаты измерений времени срабатывания выключателя в функции напряжения заряда конденсатора при различных параметрах РН сведены в табл. 4. Емкость конденсатора $C=200\text{мкФ}$.

Таблица 4

t , мс	Масса якоря: $m_{я}=36г.$			Масса якоря: $m_{я}=25г.$			
	Катушка	№3	№4	№7	№3	№4	№7
U , В	100	9,3	8,3	9,3	8,9	8,3	8,64
	150	8,33	7,53	8,2	7,85	7,3	7,7
	200	7,73	7,1	7,6	7,35	6,8	7,02
	250	7,22	6,73	7,15	6,83	6,45	6,68
	300	7,08	6,5	6,88	6,65	6,36	6,5
	350	6,83	6,2	6,7	6,55	6,11	6,27
	400	6,8	6,18	6,58	6,45	6,11	6,2

Зависимость времени срабатывания автоматического выключателя, в который установлен серийный РН, представлена на рис. 6. Зависимость времени срабатывания автоматического выключателя, в который установлен РН с облегченным якорем, представлена на рис. 7.

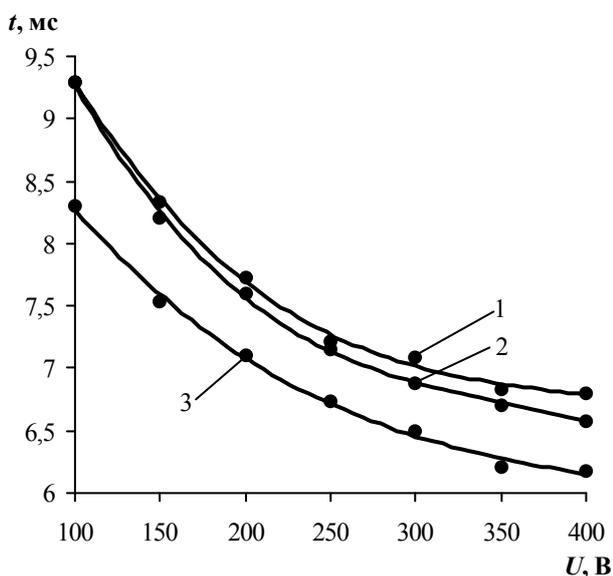


Рис. 6. Влияние параметров обмотки РН при $m_{я}=36г.$
1 – катушка №3; 2 – катушка №7; 3 – катушка №4

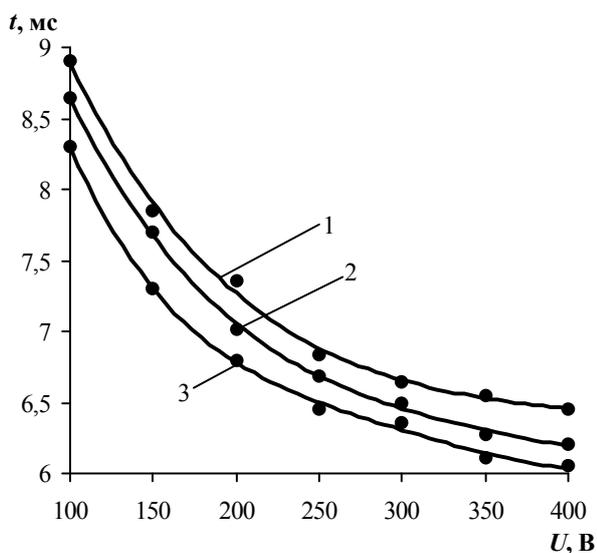


Рис. 7. Влияние параметров обмотки РН при $m_{я}=25г.$
1 – катушка №3; 2 – катушка №7; 3 – катушка №4

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что существенно снизить собственное время срабатывания автоматических выключателей возможно путем повышения быстродействия его расцепителей. Максимальное быстродействие РН обеспечивает катушка №4, которая имеет диаметр обмоточного провода больший, чем у катушки №3 и количество витков меньше, чем у катушки №7. Следовательно, для повышения быстродействия расцепителя необходимо увеличивать магнитодвижущую силу и уменьшать индуктивность обмотки.

Для дальнейших исследований было изготовлено две экспериментальные катушки с параметрами:

- катушка №1: 120 витков, диаметр обмоточного провода 1,2 мм;
- катушка №2: 60 витков, диаметр обмоточного провода 1,2 мм.

Автоматический выключатель, в который установлен РН с экспериментальной катушкой №2, работал неустойчиво. Обмотка катушки не обеспечивала срабатывание выключателя под действием РН.

Результаты исследования катушки №1 сведены в табл. 5.

Таблица 5

U , В		100	150	200	250	300	350	400
t , мс	$C=100\text{мкФ}$	9,3	7,6	6,7	6,2	6,0	5,8	5,6
	$C=200\text{мкФ}$	7,5	6,6	6,0	5,9	5,6	5,5	5,4

По данным табл. 5 построена зависимость, изображенная на рис. 8. На том же рисунке показана зависимость времени срабатывания выключателя для РН с катушкой №4. Очевидно, что применение экспериментальной катушки позволяет не только снизить собственное время срабатывания выключателя во всем диапазоне напряжений заряда конденсатора, но и получить время срабатывания, не превышающее 8мс, уже при напряжении на емкости 100В.

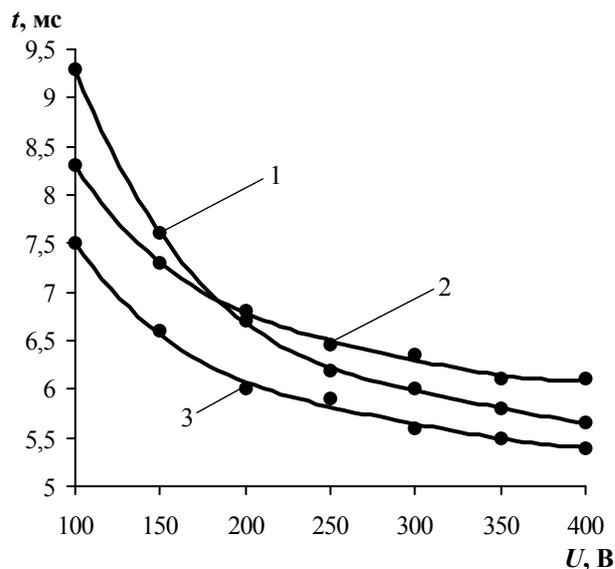


Рис. 8. Время срабатывания выключателя.
1 – экспериментальная катушка №1, $C=100\text{мкФ}$;
2 – катушка №4, $C=200\text{мкФ}$;
3 – экспериментальная катушка №1, $C=200\text{мкФ}$

Снижение напряжения питания расцепителя имеет большое значение. Система управления расцепителем располагается вблизи ячейки системы импульсно-фазового управления (СИФУ) полупроводникового преобразователя. Питание СИФУ осуществляется напряжением 15В. Поэтому присутствие высокого напряжения вблизи ячейки СИФУ крайне нежелательно.

На последнем этапе экспериментального исследования измерялось быстрдействие автоматического выключателя при пониженном напряжении заряда емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), питающего РН. Согласно [3] безопасным для человека считается напряжение сети 42В 50Гц. Поэтому представляется интересным уменьшить напряжение питания РН до уровня безопасного с сохранением высокого быстрдействия автоматического выключателя. Было принято решение увеличить емкость ЕНЭ. В РН был установлен облегченный якорь: $m_{я}=25$ г. Результаты исследований представлены в табл. 6.

Таблица 6

Емкость	C=570 мкФ			C=1100 мкФ			
	Катушка	№1	№2	№4	№1	№2	№4
U, В	40	8,13	12,0	10,25	7,45	9,03	9,58
	60	7,11	10,93	8,69	6,76	7,74	8,2
	80	6,54	8,8	7,88	6,3	6,93	7,8
	100	6,07	7,93	7,4	6,1	6,46	7,42
	120	6,0	7,55	7,27	5,8	6,32	6,93
	140	5,8	7,05	6,78	5,7	6,12	6,78
	160	5,7	6,6	6,68	5,5	6,0	6,5
	180	5,5	6,5	6,6			
	200	5,5	6,45	6,5			

По результатам измерений построены зависимости изображенные на рис. 9 – 10.

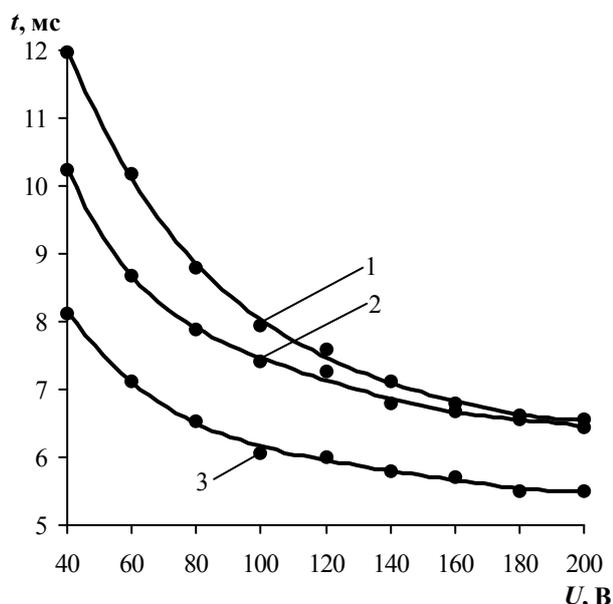


Рис. 9. Время срабатывания выключателя при C=570мкФ. 1 – экспериментальная катушка №2; 2 – катушка №4; 3 – экспериментальная катушка №1

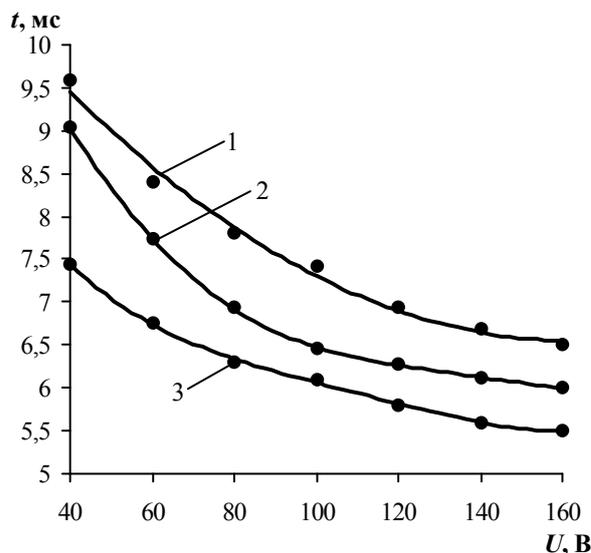


Рис. 10. Время срабатывания выключателя при C=1100мкФ. 1 – экспериментальная катушка №2; 2 – катушка №4; 3 – экспериментальная катушка №1

Проведенные экспериментальные исследования автоматического выключателя с независимым электромагнитным расцепителем показали, что для достижения максимальной эффективности защиты полупроводниковых преобразователей в режиме короткого замыкания выпрямителя необходима оптимизация параметров РН и ЕНЭ. Наибольшее влияние на время срабатывания РН оказывают параметры обмотки электромагнита. Оптимизация параметров обмотки РН позволяет не только уменьшить собственное время срабатывания автоматического выключателя, но и снизить напряжение питания расцепителя до уровня безопасного с сохранением высокого быстрдействия.

ВЫВОДЫ

1. Надежная защита полупроводниковых преобразователей обеспечивается автоматическим выключателем с максимальным быстрдействием.
2. Снизить собственное время срабатывания токоограничивающих автоматических выключателей позволяет повышенное быстрдействие независимого расцепителя, и точная регулировка параметров привода главных контактов.
3. Максимальное быстрдействие имеет независимый расцепитель с обмоткой: 120 витков, диаметр обмоточного провода 1,2 мм.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Выключатели автоматические типа А3790. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. ОБЕ 140.010 ТО. – Харьков, 1992, 24с.
- [2] Бару А.Ю., Богатырев В.П., Середа А.Г., Шинднес Ю.Л. Быстрдействующая система защиты мощных тиристорных преобразователей на основе токоограничивающих автоматических выключателей // Электротехника и электромеханика. – 2002. – №2. – с. 15-17.
- [3] Правила устройства электроустановок / Минэнерго СССР. – 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 648 с.

Поступила 10.12.2003

СИМУЛЯЦІЯ КОМУТАЦІЙНИХ ПЕРЕНАПРУГ ГЛИБОКОПАЗНОГО АСИНХРОННОГО МОТОРА, ЩО ЖИВИТЬСЯ ЧЕРЕЗ КАБЕЛЬ

Чабан А., к.т.н

Національний університет "Львівська політехніка",
79013, Україна, Львів, вул. С. Бандери, 12
e-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua.

Запропоновано метод розрахунку комутаційних перехідних процесів насиченого глибокопазного асинхронного мотора, що живиться через кабель. Диференціальні рівняння системи записуються в нормальній формі Коші. Результати комп'ютерної симуляції служать для оптимізації вибору захисту мотора від комутаційних перенапруг за допомогою конденсаторних батарей. Результати розрахунку одержані на підставі інтегрування звичайних диференціальних рівнянь і рівнянь з частинними похідними електромагнетного поля.

Предложен метод расчета коммутационных переходных процессов насыщенного глибокопазного асинхронного двигателя, питаемого через кабель. Дифференциальные уравнения системы записываются в нормальной форме Коши. Результат расчета на ЭВМ применяются для оптимизации выбора защиты двигателя от коммутационных перенапряжений с помощью конденсаторных батарей. Результаты расчета получены интегрированием обыкновенных дифференциальных уравнений и уравнений в частных производных

ВСТУП

Асинхронний мотор – одним з невід'ємних елементів енергосистеми. Більшість електричної енергії споживається саме цим електротехнічним пристроєм. Електропривід зазвичай живиться через довгий кабель від симетричної трифазної мережі безмежної потужності. Часті перенапруги, пов'язані з вимкненням приводу з мережі, спричиняють пошкодження обмотки статора, що врешті-решт значно скорочує час служби мотора, завдає значних матеріальних збитків його користувачеві. На сьогоднішній час промисловість випускає мотори з підвищеним пусковим моментом, так звані, глибокопазні. Математичне моделювання перехідних процесів уможливило оптимізувати систему захисту мотора, основним компонентом якої є конденсаторні батареї.

На практиці в таких випадках звертаються до експерименту. Але експеримент може бути порівняно коштовним та трудомістким у практичній реалізації. Методи математичного моделювання уможливають достатньо повно відтворити процес, що відбуваються в системі.

Досконалу математичну модель асинхронної машини можна побудувати лише на підставі теорії електромагнетного поля. Але такі моделі є надто складні й використати їх у практичних розрахунках поки що не вдається. Не тільки із-за непомірного об'єму обчислень, але перш за все із-за цілої низки нерозв'язаних теоретичних проблем електродинаміки в дискретному просторі. Тому ми обмежимося розглядом прийнятної *напівпольової математичної моделі* [1]. У такій моделі фізичний процес описується рівняннями електромагнетного поля тільки в тих частинах пристрою, де вихрові струми виконують безпосередньо робочі функції – в тілі пазів ротора. В решті зон процес описується методами електромагнетних кіл. Таке поєднання методів дає можливість записати рівняння мотора в нормальній формі Коші. Відсутність процедури обернення матриці коефіцієнтів спрощує обчислювальний процес, підвищує точність і відкри-

ває реальні можливості аналізу тривалих перехідних процесів.

Дану роботу слід розцінювати як безпосереднє логічне продовження подібної роботи [2], опублікованої в цьому ж журналі, але присвяченої моторам малої потужності, в яких явище електричного повертального ефекту в пазах ротора відсутнє.

1. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ

За основу приймається математична модель [2] і ускладнюється на випадок електричного скін-ефекту в пазах ротора. Таке ускладнення здійснюється так, що не порушити структури вихідних рівнянь.

Диференціальні рівняння мотора запишемо у такому ж вигляді

$$\begin{aligned} \frac{di_S}{dt} &= A_S(u_S - R_S i_S) + A_{SR}(-V_R + \Omega \Psi_R - r_R i_R); \\ \frac{di_R}{dt} &= A_{RS}(u_S - R_S i_S) + A_R(-V_R + \Omega \Psi_R - r_R i_R). \end{aligned} \quad (1)$$

Тут $i_S = (i_{SA}, i_{SB})_t$; $i_R = (i_{RA}, i_{RB})_t$ – колонки фазних струмів статора й перетворених струмів ротора; A_S , A_{SR} , A_{RS} , A_R – матриці коефіцієнтів:

$$A_S = \alpha_S(1 - \alpha_S G); \quad A_{SR} = A_{RS} = -\alpha_S \alpha_R G; \quad A_R = \alpha_R(1 - \alpha_R G), \quad (2)$$

де G - матриця

$$G = \begin{bmatrix} T + b_A i_A & b_B i_A \\ b_A i_B & T + b_B i_B \end{bmatrix}, \quad (3)$$

причому

$$b_A = b(2i_A + i_B); \quad b_B = b(i_A + 2i_B); \quad b = \frac{2R - T}{3i_m^2}; \quad (4)$$

$$R = \frac{1}{\alpha_S + \alpha_R + \rho}; \quad T = \frac{1}{\alpha_S + \alpha_R + \tau}.$$

Тут α_S , α_R – обернена індуктивність розсіяння обмотки статора й обернена індуктивність розсіяння лобових частин обмотки ротора; τ , ρ - обернені основні статична й диференціальна індуктивності, їх знаходимо за характеристикою намагнетчування (холостого

стану) машини $\Psi_m = \Psi_m(i_m)$ як:

$$\tau = \left[\frac{\Psi_m(i_m)}{i_m} \right]^{-1}; \quad \rho = \left[\frac{d\Psi_m(i_m)}{di_m} \right]^{-1}, \quad (5)$$

де i_m – модуль просторового вектора намагнечувальних струмів

$$i_m = 2\sqrt{(i_A^2 + i_B^2 + i_C^2)/3}; \quad i_A = i_{SA} + i_{RA}; \quad i_B = i_{SB} + i_{RB}. \quad (6)$$

При відсутності насичення характеристика намагнечування вироджується в пряму $i_m = \alpha_m \Psi_m$, де α_m – обернена основна індуктивність машини, а матриця (3) вироджується згідно з (4), (5), (6) у скаляр

$$G = \frac{1}{\alpha_s + \alpha_r + \alpha_m}, \quad (7)$$

що значно спрощує рівняння (1). У такому разі ми отримуємо найпростішу з усіх відомих математичну модель асинхронного мотора. Треба сказати, що насичення в асинхронних моторах враховується рідко. Воно стосується таких станів як динамічне, конденсаторне, вентильне гальмування, перенапруги тощо. У даній роботі насичення із-за наявності конденсаторів мусить бути враховане.

R_s, R_r – матриці опорів

$$R_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2r_{SA} + r_{SC} & r_{SC} - r_{SB} \\ r_{SC} - r_{SA} & 2r_{SB} + r_{SC} \end{bmatrix}; \quad R_r = r_r, \quad (8)$$

причому r_{SA}, r_{SB}, r_{SC} – опори фаз статора; r_r – приведений опір лобових частин обмотки ротора. Матриця R_s одержана з урахуванням напруги зміщення нейтралей джерела живлення й обмотки статора, з'єднаної в зірку. За умови $r_{SA} = r_{SB} = r_{SC} = r_s$ матриця R_s вироджується в скаляр: $R_s = r_s$ подібно до випадку симетричного ротора.

Ω = матриця кутової швидкості

$$\Omega = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Колонку повних потокозчеплень обмотки ротора $\Psi_R = (\Psi_{RA}, \Psi_{RB})$ знаходимо згідно з (5)-(6)

$$\Psi_{Rj} = \frac{1}{\tau} i_j + \frac{1}{\alpha_r} i_{Rj}, \quad j = A, B. \quad (10)$$

V_R – напруга пазової частин провідника. Цю напругу шукаємо з рівнянь електромагнетного поля, що описують фізичний процес глибоких пазів ротора.

Досліджуванний мотор має прямокутний профіль паза. За таких умов маємо одновимірну просторову задачу електродинаміки. Векторні рівняння квазістационарного електромагнетного поля у такому разі набувають вигляду [1]

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\nu}{\gamma} \frac{\partial^2 H}{\partial z^2}; \quad E = -\frac{1}{\gamma} \frac{\partial H}{\partial z}, \quad (11)$$

де H – напруженість магнетного поля; E – напруженість електричного поля; γ, ν – електропровідність і релактивність провідника; z – просторова координата в напрямку глибини паза.

Здійснивши координатні перетворення рівняння (11), отримаєм [1]:

$$\frac{\partial H_A}{\partial t} = \frac{\nu}{\gamma} \frac{\partial^2 H_A}{\partial z^2} - \frac{\omega}{\sqrt{3}} (H_A + 2H_B); \quad (12)$$

$$\frac{\partial H_B}{\partial t} = \frac{\nu}{\gamma} \frac{\partial^2 H_B}{\partial z^2} - \frac{\omega}{\sqrt{3}} (H_B + 2H_A). \quad (13)$$

Крайові умови знаходимо за законом повного струму:

$$H_k(0) = i_{Rk} / a; \quad H_k(h) = 0, \quad k = A, B; \quad (14)$$

де a – ширина паза; h – глибина паза.

Дискретизуючи (12), (13) за просторовою координатою z , отримаємо:

$$\frac{dH_{Ai}}{dt} = \frac{\nu}{\gamma(\Delta z)^2} (H_{Ai-1} - 2H_{Ai} + H_{Ai+1}) - \frac{\omega}{\sqrt{3}} (H_{Ai} + 2H_{Bi}); \quad (15)$$

$$\frac{dH_{Bi}}{dt} = \frac{\nu}{\gamma(\Delta z)^2} (H_{Bi-1} - 2H_{Bi} + H_{Bi+1}) + \frac{\omega}{\sqrt{3}} (H_{Bi} + 2H_{Ai}), \quad i = 2, \dots, m-1, \quad (16)$$

де Δz – просторовий крок дискретизації; m – число вузлів просторової сітки.

Напругу на пазовій частині ротора знаходимо як: $V_R = E(0)l$, де $E(0)$ – напруженість електричного поля на поверхні провідника; l – довжина паза. У дискретній формі матимемо:

$$V_{Ri} = \frac{l}{2\gamma\Delta z} (3H_{i1} - 4H_{i2} + H_{i3}), \quad i = A, B. \quad (17)$$

Як бачимо, вигляд математичної моделі глибокопазного мотора відрізняється від моделі звичайного відрізняється лише присутністю в (1) колонки напруг на пазах ротора V_R , які автоматично вбирають в себе значення напруг на індуктивностях розсіяння і опорах пазових частин обмотки ротора.

Заступну схему системи живлення мотора, зображено на рис. 1. Індуктивність й опором кабеля знехтувано як мізерними значеннями.

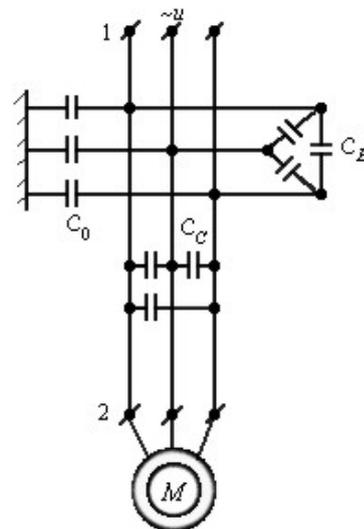


Рис. 1. Заступна схема системи живлення асинхронного привоу

Рівняння електромагнетного стану слід доповнити рівняннями механічного стану, щоб обчислити кутову швидкість ω , що фігурує в (9). Це рівняння одержане на підставі рівняння Лагранжа другого роду, нехтуючи подальшістю та дисипацією тіла ротора,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_0}{J} (M_E - M(\omega)), \quad (18)$$

де $M(\omega)$ - механічний момент; p_0 - число пар магнетних полюсів; J - момент інерції ротора; M_E - електромагнетний момент

$$M_E = \sqrt{3} p_0 (i_{RA} i_{SB} - i_{RB} i_{SA}) / \tau. \quad (19)$$

Формулу (19) одержано, виходячи з запасу електромагнетної енергії в контурах машини.

Система диференціальних рівнянь (1), (15), (16), (18) становить математичну модель асинхронного глибокопазного мотора. На підставі методу трансфігурації усі конденсатори можна звести до еквівалентної зірки, фазну ємність якої позначимо $C = C_0 + 3(C_C + C_B)$.

Диференціальні рівняння еквівалентної батареї конденсаторів запишемо так

$$\frac{du_S}{dt} = C^{-1} i_S, \quad (20)$$

оскільки напруга конденсаторної батареї дорівнює напрузі статора мотора. Резистивно-індуктивні параметри кабеля у загальному випадку при потребі включаються у резистивний опір та індуктивність розсіяння обмотки статора мотора.

2. РЕЗУЛЬТАТИ СИМУЛЯЦІЇ

Результати симуляції виконані для вхідних даних, що приблизно відповідають реальним експлуатаційним умовам асинхронного мотора А12-52-8А ($P_H = 320$ кВт, $U_H = 6$ кВ, $I_H = 39$ А, $\omega_H = 740$ об/хв): $r_s = 1,27$ Ом, $r_n = 0,21$ Ом, $\alpha_s = 38,9$ Гн⁻¹, $\alpha_R = 35,7$ Гн⁻¹; $h = 0,038$ м $l = 0,23$ м $a = 0,005$ м; $\gamma = 2186$ См/м; крива намагнетчування $\psi_m = \psi_m(i_m)$:

$$\psi_m = \begin{cases} 0,8182i_m, & \text{if } i_m \leq 11; \\ 9 + 0,8182(i_m - 11) + 0,0064(i_m - 11)^2 + \\ + 0,000147(i_m - 11)^3, & \text{if } 11 < i_m < 40; \\ 0,2375i_m + 23,19, & \text{if } 40 \leq i_m; \end{cases}$$

$$p_0 = 4; J = 64,5 \text{ Нм}^2; C = 0,00001 \text{ Ф}; r_k = L_k = 0.$$

Вхідні дані:

$$u_{SA} = 4900 \sin(314t), u_{SB} = 4900 \sin(314t - 120^\circ);$$

$$M = M(\omega) = 2900 \text{ Нм}.$$

Розраховувався перехідний процес у системі за схемою рис. 1, що відповідав запуску глибокопазного асинхронного двигуна з активним моментом на валу з наступним вимиканням джерела живлення. Коли $\omega = 0$, привід зупинявся. У реальній ситуації привід буде обертатись у зворотному напрямі, причому в генераторному режимі.

На рис. 2 – 7 показані результати комп'ютерної симуляції перехідного процесу асинхронного глибокопазного асинхронного двигуна, що живиться через кабель від мережі 6000 В. Процес супроводжується дво-

ма комутаціями – вмиканням мотора в мережу й вимикання з мережі на 2 с та 4 с перехідного процесу.

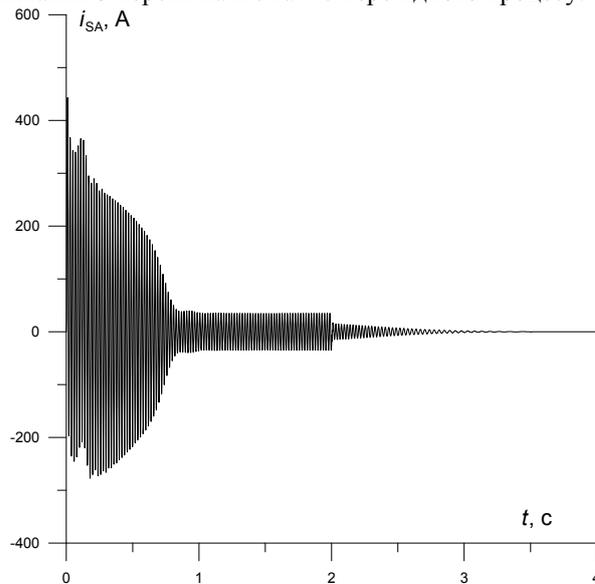


Рис. 2. Струм фази А статора в стані запуску, нормальної роботи і гальмування при вимкненні джерела напруги мережі в момент часу $t = 2$ с

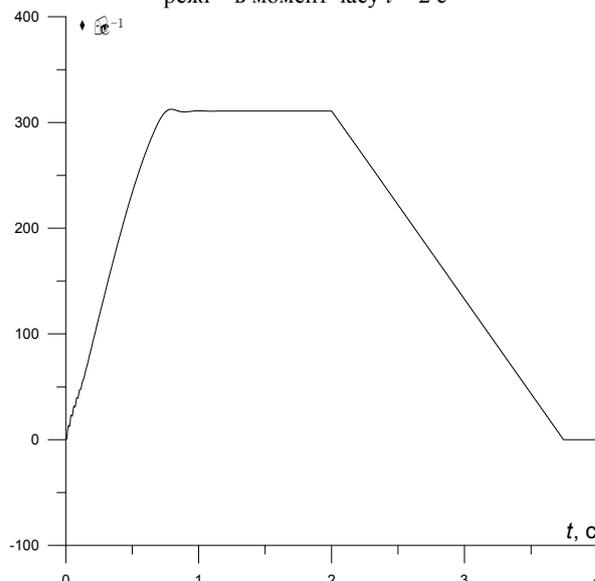


Рис. 3. Кутова швидкість у перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2

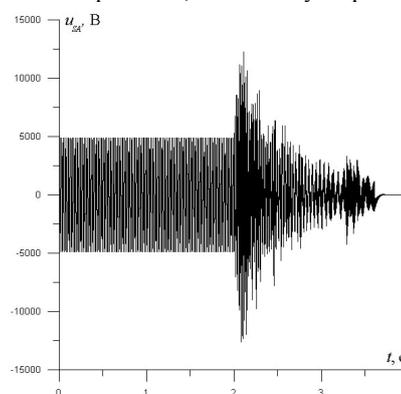


Рис. 4. Напруга фази А статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2,

$C = 10$ мкф
(без урахування витіснення струму)

Найбільший практичний інтерес мають криві, показані на рис. 4 – 6, що стосується перенапруги на обмотці статора.

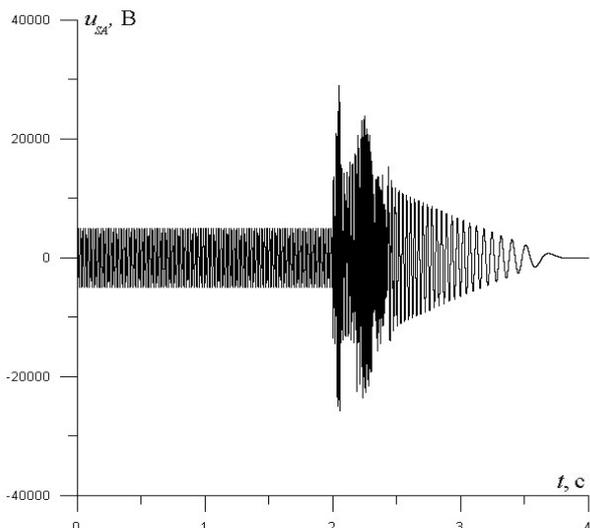


Рис. 5. Напряга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 0,2$ мкФ (без урахування витіснення струму)

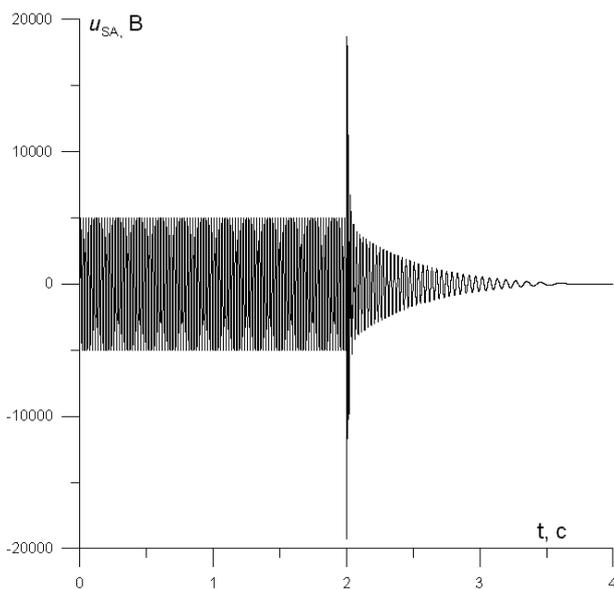


Рис. 6. Напряга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 10$ мкФ (з урахуванням витіснення струму)

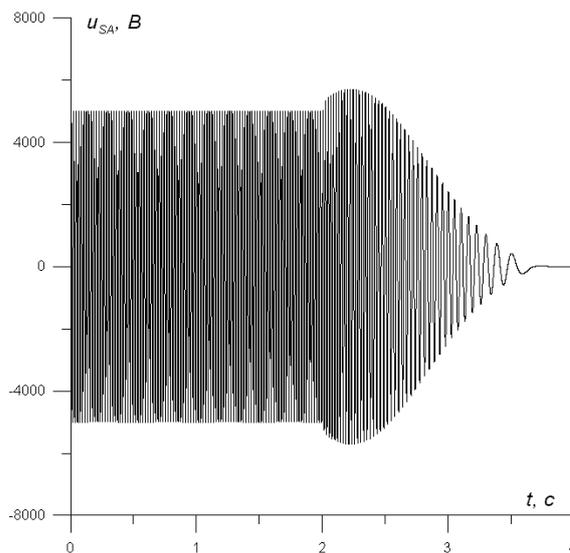


Рис. 7. Напряга фази A статора в перехідному процесі, що відповідає процесові, показаному на рис. 2, $C = 0,2$ мкФ (з урахуванням витіснення струму)

ВИСНОВКИ

За результатами виконаних розрахунків можна зробити висновок, що математична модель глибокопазного мотораа дає набагато реальнішу фізичну картину, яка спостерігається в електроприводі та електропостачальній системі, ніж модель, яка не враховує явища скін-ефекту [2]. Особливо це видно на графіках фазних напруг обох моторів. Форми їхніх напруг у момент вимкнення з мережі суттєво відрізняються одна від одної.

На сьогоднішній день апарат обчислювальної математики та можливості обчислювальної техніки достатні, щоб аналізувати складні багатомашинні системи глибокопазних моторів в їх реальних експлуатаційних, а заодно й аварійних режимах роботи. Такі задачі нами вже розв'язуються й отримано ряд цікавих результатів.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997, 344 с.
- [2] Чабан В., Ковівчак Я., Кашкалов В., Чабан А. Симуляція комутаційних перенапруг асинхронного мотора, що живиться через кабель. – Електротехніка й електромеханіка, 2003'2, с. 58-60.

Надійшла 12.05.2004

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ЛИТОЙ МЕДНОЙ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА

Чувашев В.А., к.т.н., Папазов Ю.Н., Чуванков В.Ю.
Украинский НИИ взрывозащищенного электрооборудования
Украина, 83052, Донецк, ул. 50-й Гвардейской дивизии, 17, УкрНИИВЭ
тел. (062) 382-93-53, факс (062) 382-93-52

Мухаметшин Н.А.
Акционерное общество "Татнефть"
Россия, Татарстан, 423440, Альметьевск, ул. Ленина, 75, АО "Татнефть"
тел. (8553) 25-55-22, (84642) 9-82-70, факс (84642) 9-71-87

Клименко Б.В., д.т.н., проф., Лупиков В.С., д.т.н.,
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-68-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

Пилюгина О.Ю., к.т.н.
Отделение магнетизма Института электродинамики НАН Украины
Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19
тел. (0572) 99-11-76

Узагальнено результати теоретичних досліджень і розробки конструкції асинхронних двигунів з літою мідною короткозамкнутою обмоткою ротора. Приведено дані порівняння параметрів розроблених двигунів відносно двигунів з обмоткою з алюмінію.

Обобщены результаты теоретических исследований и разработки конструкции серии асинхронных двигателей с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора. Приведены данные сравнения параметров разработанных двигателей по отношению к двигателям с алюминиевой обмоткой.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ существующих тенденций развития взрывозащищенных асинхронных двигателей, применяемых для привода горных машин, показывает, что кардинальных изменений их конструкции не предвидится в ближайшее десятилетие [1]. В этой связи для двигателей такого назначения магистральным направлением улучшения их параметров является использование скрытых резервов конструкции. В частности, применение короткозамкнутой обмотки ротора, выполненной цельнометаллической из меди по новой технологии литья [2]. Эта технология литья позволила впервые обеспечить в Украине энергетическую эффективность асинхронных двигателей на уровне 1–2 классов EFF1 и EFF2 (Европейский Союз) и федерального закона ЕРАСТ (США). Цельнометаллическая конструкция такой обмотки имеет ряд достоинств и, прежде всего, малое активное сопротивление. Это дает возможность улучшить технико-экономические показатели асинхронного двигателя.

Цель данной работы – обобщение результатов теоретических исследований по созданию модели асинхронного двигателя с цельнометаллической обмоткой ротора и сравнение параметров двигателя с традиционной алюминиевой и предложенной медной цельнометаллической короткозамкнутой обмоткой.

1. ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В основу проектирования асинхронного двигателя с литой медной обмоткой была положена известная методика расчета [3]. Эта методика предполагает проведение расчетов по двум схемам замещения асинхронного двигателя. Первая – электрическая схема замещения, предназначена для расчета электромагнитных параметров асинхронного двигателя для всех

режимов работы, включая пуск, разгон, торможение, стационарный режим с детерминированной нагрузкой, повторно-кратковременный режим с частыми пусками и непостоянной нагрузкой на валу. Вторая – тепловая схема замещения, предназначена для определения превышений температуры основных элементов погружного (закрытого) асинхронного двигателя.

Разработанная авторами методика учитывала условия нагружения и физические эффекты, связанные с выполнением обмотки цельнометаллической.

Методика учитывала современные требования к взрывозащитному исполнению двигателей привода горных машин и условия эксплуатации. Эти условия обусловлены наличием внезапных снижений напряжения питающей сети, присущих горным работам, а также стохастическим характером повторно-кратковременных нагрузжений и вынужденными перегрузками ("стопорениями").

В процессе исследований были выявлены два физических эффекта цельнометаллической медной обмотки. Первый из них заключается в существенном снижении ее активного сопротивления как по отношению к многовитковой обмотке из меди, так и по отношению к обмотке из алюминия. Такое снижение активного сопротивления меди обусловлено отсутствием дополнительных контактных сопротивлений в конструкции обмотки при соединении ее секций сваркой или пайкой, а по отношению к обмотке из алюминия – снижением удельного электрического сопротивления материала. Второй эффект связан с неравномерным распределением плотности тока в сечении обмотки, т.е. вытеснении под действием магнитного поля линий тока из паза магнитопровода ротора. Оба эффекта могут быть соответствующей корректировкой величин параметров базовой методики.

Для использования соотношений, рекомендуемых базовой методикой [3], корректировались величины параметров [4], зависящие от активного сопротивления обмотки, и учитывались дополнительные потери от поперечных токов, обусловленные анизотропией паза ротора [5].

В данной статье проводится сравнение результатов моделирования и эксперимента параметров двух типов двигателей с цельнометаллической медной и алюминиевой обмоткой.

Основными корректируемыми параметрами двигателя в разработанной методике приняты:

- коэффициент k_p увеличения мощности двигателя при замене алюминия на медь;
- приведенное сопротивление x'_2 роторной обмотки двигателя;
- величины критического момента M_k и скольжения s_k , при которых в кривой механической характеристики двигателя отсутствуют провалы.

В процессе исследований на моделях и опытных образцах двигателей различной мощности от 300 до 3 кВт было установлено [2], что при замене алюминия на медь в цельнометаллической обмотке коэффициент увеличения мощности двигателя может быть принят равным $k_p = 1,15 - 1,3$.

Для учета дополнительных потерь от поперечных токов ротора предложено следующее соотношение для сопротивления обмотки из меди:

$$Z_{Cu} = Z_{Al} \exp(0,5b T_{Cu}/T_{Al}), \quad (1)$$

где Z_{Cu} , Z_{Al} – поперечное сопротивление ротора с обмоткой из меди и алюминия соответственно; b – ширина зубцов пакета ротора; T_{Cu} , T_{Al} – температуры плавления меди и алюминия.

Соотношение (1) позволило не только учесть эффекты от анизотропии ротора, описанные в работе [5], но и то, что температура плавления цельнометаллической обмотки несколько повышается при отсутствии в ее конструкции неоднородностей и примесей по сравнению со сварной либо паяной обмоткой.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВИГАТЕЛЕЙ С ЦЕЛЬНОМЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА

С использованием новой технологии заливки роторов медью проведено проектирование и изготовление опытных образцов двигателей, предназначенных для привода горных машин. Испытания образцов новых двигателей подтвердили их высокие технические параметры и характеристики.

Для сравнения основных параметров были выбраны двигатели примерно одинаковой мощности с литой медной и алюминиевой клеткой. Данные, полученные по результатам испытаний приведены в табл. 1. В качестве параметров для сравнения были выбраны: номинальная мощность (P_n), коэффициент полезного действия (КПД) и $\cos\phi$. Индексом отмечен материал обмотки ротора: медь (Cu) либо алюминий (Al). Отношения критического и пускового моментов обозначены соответственно M_k/M_n и M_n/M_n .

Таблица 1

Сравнительные параметры электродвигателей для привода горных машин

Типоразмер	$\frac{P_{nCu}}{P_{nAl}}$, кВт	$\frac{КПД_{Cu}}{КПД_{Al}}$, %	$\frac{\cos\phi_{Cu}}{\cos\phi_{Al}}$	M_k/M_n , Н/м	M_n/M_n , Н/м
ЭКВ 3 – 55	75	88,0	0,82	1000/926	900/860
	55	87,0	0,79		
ЭКВ 3,5 – 75(90)	90	88,5	0,81	1460/900	880/800
	75	85,4	0,85		
ЭКВ 3,5 – 180	200	90,0	0,89	3000/2900	2600/2500
	180	89,0	0,85		
4ЭДКО – 110	132	93,0	0,81	3000/2650	2600/2400
	110	92,4	0,79		
ЭКИ 4 УС 2	160	93,3	0,89	4073/2500	2583/2100
	140	92,0	0,85		
ЭКВ 5 – 200 – 2	300	94,5	0,87	3000/2940	2300/2160
	200	94,0	0,86		
ЭКВ 4 – 160 – 2	250	92,3	0,82	4400/3500	3000/2720
	200	91,4	0,84		
ЭВ 5 УС	200	94,5	0,91	4850/4000	2200/2500
	160	94,0	0,87		
2ЭДКОФ 250 М4	75	93,0	0,90	3,2/3,1	3,3/3,1
	55	92,5	0,86		
2ЭДКОФИ 315 М4	200	94,5	0,90	3,2/3,0	2,7/3,0
	160	94,0	0,83		
2ЭДКЛОФ 250 LB 4	132	94,2	0,90	3,6/3,5	3,5/3,5
	110	93,4	0,85		

Как видно из данных табл. 1, при одинаковых установочно-присоединительных размерах двигателя с литой медной обмоткой потребляют меньшую мощность. Причем это качество сохраняется в достаточно широком диапазоне мощностей двигателей, от 75 до 300 кВт. Некоторое повышение КПД также наблюдается у всех двигателей. Изменения $\cos\phi$ двигателей отмечено как в сторону увеличения (примерно на 9 %), так и в сторону уменьшения (5 %). У всех двига-

телей соотношение критического и номинального моментов улучшилось. Увеличение критического момента ограничено довольно широким диапазоном (3 – 162 %). У большинства двигателей отношение пусковых моментов также увеличилось (4 – 23 %); исключение составляют три из 11 двигателей: у двух это соотношение уменьшилось примерно на 10 %, а у одного – не изменилось.

Кроме того, были исследованы режимы вынужденного "стопорения" ротора на предмет частичного выплавления роторных клеток при условии нахождения ротора в пределах допустимого времени и устойчивость работы при внезапном снижении напряжения. Результаты этих исследований показали, что по сравнению с аналогами – двигателями с литой алюминиевой обмоткой, новые двигатели с литой медной обмоткой обеспечивают:

- повышение выходной мощности в 1,1–1,5 раза;
- повышение коэффициента полезного действия в 1,01 – 1,04 раза;
- повышение перегрузочной способности до 1,6 раза;
- повышение кратности пускового момента для большинства типоразмеров и отсутствие "седел" механической характеристики;

- устойчивость работы при внезапных снижениях напряжения питающей сети в условиях проведения горных работ;

- исключение частичного выплавления роторных клеток при вынужденных "стопорениях".

Эти данные подтвердили преимущества электродвигателей с литой медной клеткой по сравнению с аналогичными двигателями с алюминиевой обмоткой. В табл. 2 приведены данные, полученные на основании экспериментальных данных испытаний новых двигателей и двигателей общепромышленного исполнения. Эти данные также подтверждают преимущества новых двигателей. Кроме того, было установлено, что у новых двигателей снижается уровень звукового давления в среднем на 21 дБА.

Таблица 2

Сравнительные параметры электродвигателей общего и специального применения

Типоразмер	P_n , кВт	$\frac{KПД_{Cu}}{KПД_{Al}}$, %		M_k / M_n , Н/м	M_n / M_n , Н/м
		$\cos \varphi_{Cu}$	$\cos \varphi_{Al}$		
ЭВ (ВР) 100 S4	3,0	87,0	0,90	3,2/2,6	2,0/1,9
		85,5	0,85		
ЭВ (ВР) 112 M4	5,5	90,0	0,92	2,8/2,6	1,6/1,7
		88,6	0,87		
ЭВ (ВР) 132 S4	7,5	89,0	0,91	3,5/3,2	2,3/2,2
		87,5	0,86		
ЭВ (ВР) 160 S4	15,0	89,5	0,86	2,8/2,6	2,3/2,2
		88,0	0,81		
ЭВ (ВР) 180 M4	30,0	91,2	0,89	2,8/2,6	2,3/2,2
		90,0	0,85		
ЭВ (ВР) 200 M2	37,0	89,0	0,90	2,7/2,5	2,0/1,9
		87,5	0,89		
ЭВ (ВР) 225 M4	55,0	92,0	0,90	2,8/2,6	2,5/2,6
		90,5	0,85		
ЭВ (ВР) 250 S2	75,0	92,9	0,95	2,6/2,5	2,0/1,7
		92,2	0,90		
ЭВ (ВР) 280 S4	75,0	94,5	0,91	2,7/2,5	1,8/1,7
		93,2	0,86		
ВАО 2 – 200 S4	132,0	94,2	0,91	2,9/2,6	2,1/2,0
		93,9	0,88		
ВАО 2 – 315 S10	90,0	94,2	0,91	2,5/2,3	1,9/1,4
		93,0	0,76		
ВАО 2 – 355 M10	160,0	94,5	0,82	2,4/2,3	1,8/1,5
		94,0	0,77		

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены основные особенности и эффекты связанные с выполнением цельнометаллической литой медной клеткой ротора для асинхронных двигателей, применяемых для привода горных машин. На основе экспериментальных данных, полученных на опытных образцах таких двигателей различного типоразмера установлено, что они имеют улучшенные технические параметры по сравнению с двигателями общепромышленного исполнения и двигателями с литой клеткой из алюминия.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Чувашев В.А., Медведев Ю.Л., Железняков А.В. и др. Обзор математических моделей асинхронных двигателей и методов их реализации // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 2000. – Вып. 84. – С. 215-222.
 [2] Чувашев В.А., Чуванков В.Ю., Папазов Ю.Н. Совершенствование проектирования взрывозащищенных асин-

хронных двигателей с литой медной клеткой ротора для привода горных машин // Электротехника и электромеханика. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2002. – №2. – С. 68-72.

[3] Методика поверочного электромагнитного расчета на ЭЦВМ асинхронных короткозамкнутых двигателей с глубокими и двухклеточными пазами ротора. – Донецк: УкрНИИВЭ, 1968. – 72 с.
 [4] Чувашев В.А., Чуванков В.Ю., Чувашев И.В. Корректировка методики расчета электродвигателя для привода электробура агрегата СВД 500Р-1М // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ". – 2001. – Вип. 17. – С. 138-142.
 [5] Kašik Antomin. Beitrag zur Anwendung der Theorie liner homogenen Zeitung für den Zaüfer liner Induktionsmaschine – "Elektrotechn und Maschinen ban", 1971, №10.

Поступила 02.06.2004

УСТАЛЕНІ ПРОЦЕСИ В КОЛІ З НЕЛІНІЙНИМ ЕЛЕКТРОХІМІЧНИМ ЕЛЕМЕНТОМ ПРИ ДІЇ НЕСИНУСОЇДНОЇ ВХІДНОЇ НАПРУГИ

Бондар О.І.

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна
Україна, 49010, Дніпропетровськ, вул. Акад. В.А. Лазаряна, 2, "ДІПТ", кафедра "Теоретичні основи електротехніки"
тел. (056) 7761-791, E-mail:evm@diit.dp.ua

В статті отримано аналітичні залежності, котрі описують усталені електричні процеси на катоді електролізера для нанесення металевих покриттів при дії несинусоїдної напруги за допомогою метода перетворення змінних. Розроблено математичну модель зазначених процесів. Виконано перевірку результатів розрахунків кола з електролізером нікелювання за допомогою чисельного методу.

В статье получены аналитические зависимости, описывающие установившиеся электрические процессы на катоде электролизера для нанесения металлических покрытий при действии несинусоидального напряжения с помощью метода преобразования переменных. Разработана математическая модель указанных процессов. Выполнено проверку результатов расчетов цепи с электролизером никелирования с помощью численного метода.

Аналіз нелінійних електричних кіл є на сьогодні однією з важливих задач сучасної теоретичної електротехніки. Це обумовлено тим, що практично всі реальні електротехнічні пристрої є в тій чи іншій мірі нелінійними, при чому лінеаризація для їх подальшого навіть наближеного аналізу припустима далеко не завжди. Як правило, вихід знаходять у застосуванні чисельних методів для розв'язання нелінійних диференціальних рівнянь, котрими описується система, хоча в цілому ряді випадків він не може задовільнити всі вимоги дослідника. Аналітичні ж методи, що застосовуються в теоретичній електротехніці з цією метою розвинені недостатньо і дозволяють здебільшого отримати наближений розв'язок лише в системах з малою нелінійністю та при невеликих збуреннях.

Вказана слабкість методів нелінійної електротехніки стримує дослідження суто практичних питань. Характерним прикладом можуть бути процеси в колах з електролізерами осадження металів. Для їх вивчення вже давно і успішно використовується підхід, пов'язаний з заміною реального електролізера його нелінійною електричною схемою заміщення з подальшим розв'язанням відповідних рівнянь електромагнітного стану кола [1]. При застосуванні цього підходу важливо знати закономірності, котрі зв'язують параметри схеми заміщення, вхідної напруги та реакції кола, котрі є показниками кількісних та якісних змін в процесі отримання осаду. Особливо ці закономірності є цінними при вивченні процесів осадження з застосуванням імпульсного електролізу, тобто електроосаження під дією періодичних імпульсів різної форми, оскільки при цьому з'являється можливість легше обирати та теоретично обґрунтовувати вибір ефективних параметрів електролізу. Раніше згадані параметри обирали таким чином. За допомогою чисельного методу розв'язували рівняння електромагнітного стану схеми заміщення електролізера при декількох конкретних наборах параметрів кола та вхідної напруги. Потім зупинялись на найбільш прийнятному варіанті,

виходячи з реакції кола. Характерним прикладом застосування такого підходу може служити робота [2].

В умовах нездатності отримати аналітичний розв'язок для згаданого класу нелінійних кіл подібний підхід є єдиною можливістю, проте останнього часу з'явився і інший варіант. Він пов'язаний з початком застосування в задачах теоретичної електротехніки методу перетворення змінних. Раніше аналогічні методики вже успішно застосовано в теоретичній механіці та теоретичній радіотехніці [3-4]. Метод перетворення змінних дозволяє отримати наближений аналітичний розв'язок для систем, котрі описуються нелінійними диференціальними рівняннями другого порядку при різних вхідних збуреннях навіть при наявності суттєвої нелінійності. Вперше застосування методу до аналізу електричного кола показано в [5]. Далі його було успішно застосовано для аналізу схем заміщення електролізерів при стаціонарному електролізі (постійна напруга) [6], в режимі автоколивань [7], при дії несинусоїдної вхідної напруги (двопівперіодне випрямлення) [8]. Режим роботи електролізера при живленні від джерела однопівперіодної випрямленої напруги, який застосовують в практиці гальванотехніки, лишався не розглянутим. Отриманню аналітичних закономірностей, котрі характеризують процес електролітичного осадження нікелю в такому режимі присвячена ця стаття.

Схему заміщення електролізера представлено на рис 1. Вона враховує процеси розчинення аноду (R_a) накопичення зарядів на аноді (C_a), нагрів електроліту (R), катодне накопичення зарядів (C_k) і безпосередньо процес осадження металу (нелінійний елемент $i_k(\eta_k)$). В цілому вона є аналогічною до схеми, котру застосовано в [6] і відрізняється лише нехтуванням процесу виділення водню на катоді.

Вхідна напруга несинусоїдна. Розкладемо її в ряд Фур'є, обмежившись при розрахунках нульовою, першою та другою гармоніками (рис.2).

$$u(t) = \frac{2 \cdot U_{\max}}{\pi} \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\pi}{4} \cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 2\omega t \right) = U_m^{(0)} + U_m^{(1)} \cos \omega t + U_m^{(2)} \cos 2\omega t, \quad (1)$$

де U_{\max} – максимальне значення вхідної напруги.

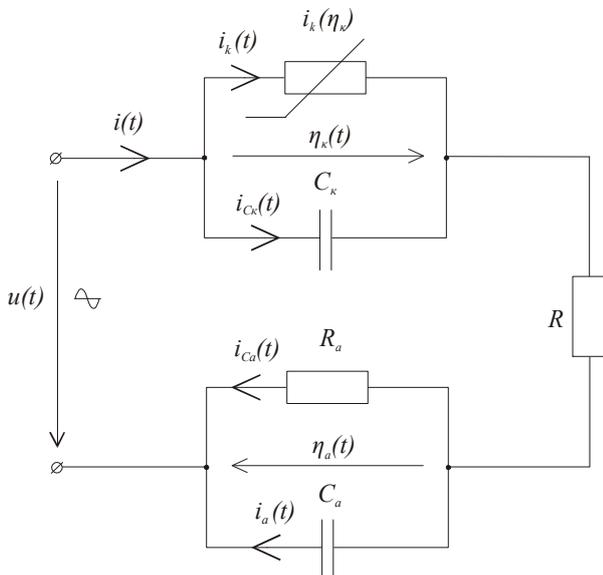


Рис. 1. Схема заміщення електролізера

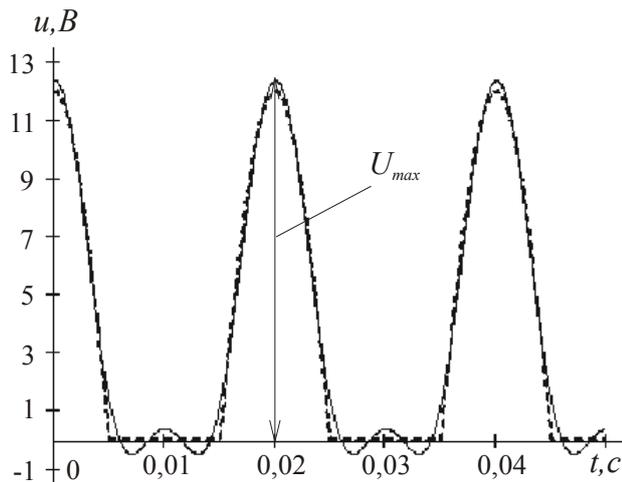


Рис. 2. Вхідна напруга та її апроксимація трьома гармоніками

Тоді, якщо характеристику $i_{kNi}(\eta_k)$ апроксимувати неповним кубічним поліномом (рис.3), система рівнянь електромагнітного стану кола запишеться у вигляді

$$i(t) = i_k(t) + i_{Ck}(t), \quad (2)$$

$$i(t) = i_a(t) + i_{Ca}(t), \quad (3)$$

$$u(t) = \eta_k(t) + \eta_a(t) + i(t) \cdot R, \quad (4)$$

$$i_k(t) = z_1 \cdot \eta_k(t) + z_3 \cdot \eta_k^3(t), \quad (5)$$

$$i_{aNi}(t) = \frac{\eta_a(t)}{R_a}, \quad (6)$$

$$i_{Ca}(t) = C_a \frac{d\eta_a(t)}{dt}, \quad (7)$$

$$i_{Ck}(t) = C_k \frac{d\eta_k(t)}{dt}. \quad (8)$$

Незалежні початкові умови:

$$\eta_k(0) = 0, \quad \eta_a(0) = 0 \quad (9)$$

В наведених рівняннях:

$i(t)$ – повний струм електролізера;

$i_k(t)$ – парціальний струм розряду йонів нікелю (осадження);

$i_a(t)$ – парціальний струм розчинення нікелю на аноді;

$i_{Ca}(t), i_{Ck}(t)$ – струми зарядження;

$\eta_k(t), \eta_a(t)$, – спади напруги на міжфазних границях (катодна та анодна поляризації).

C_a, C_k – ємності подвійних (катодного та анодного) шарів, що дорівнюють

$$C_k = C_a = C_0 \cdot S, \quad (10)$$

де C_0 – питома ємність електроду;

S – площа електродів;

R_a – активний опір аноду;

R – активний опір електроліту

$$R = \rho \cdot \frac{d}{S}, \quad (11)$$

де ρ – питомий активний опір електроліту;

d – площа електроду;

z_1, z_3 – коефіцієнти апроксимації поляризаційної кривої для границі катод – електроліт (рис.3)

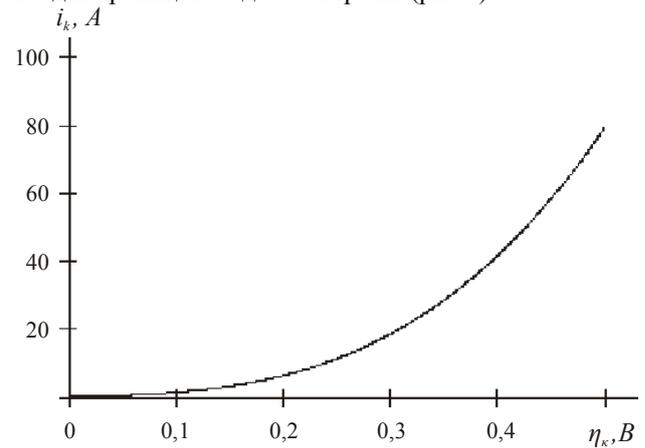


Рис. 3 Апроксимація ВАХ міжфазної границі катод – електроліт

Систему рівнянь (2) – (8) можна привести до нелінійного диференційного рівняння другого порядку, складеного відносно катодної поляризації

$$\ddot{\eta}_k(t) + N(\eta_k(t))\dot{\eta}_k(t) + M(\eta_k(t)) = \delta + A_1 \sin(\omega t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \psi_2), \quad (12)$$

де

$$N(\eta_k(t)) = n_0 + n_2 \eta_k(t)^2, \quad (13)$$

$$n_0 = \frac{1}{C_k R} + \frac{1}{C_a R_a} + \frac{1}{C_a R} + \frac{z_1}{C_k}, \quad (14)$$

$$n_2 = \frac{3z_3}{C_k}; \quad (15)$$

$$M(\eta_k(t)) = m_1 \eta_k(t) + m_3 \eta_k(t)^3, \quad (16)$$

$$m_1 = \frac{1}{C_k R C_a R_a} + \frac{z_1}{C_k C_a R_a} + \frac{z_1}{C_k C_a R}, \quad (17)$$

$$m_3 = \frac{z_3}{C_k C_a R_a} + \frac{z_3}{C_k C_a R}, \quad (18)$$

$$\delta = \frac{U}{C_k R C_a R_a}, \quad (19)$$

$$A_1 = \sqrt{\left(\frac{-U_m^{(1)} \omega}{C_k R}\right)^2 + \left(\frac{U_m^{(1)}}{C_k R C_a R_a}\right)^2}, \quad (20)$$

$$\psi_1 = \arctg\left(\frac{-U_m^{(1)} \omega}{C_k R} \div \frac{U_m^{(1)}}{C_k R C_a R_a}\right), \quad (21)$$

$$A_2 = \sqrt{\left(\frac{-2\omega U_m^{(2)}}{C_k R}\right)^2 + \left(\frac{U_m^{(2)}}{C_k R C_a R_a}\right)^2}, \quad (22)$$

$$\psi_2 = \arctg\left(\frac{-2\omega U_m^{(2)}}{C_k R} \div \frac{U_m^{(2)}}{C_k R C_a R_a}\right). \quad (23)$$

В рівнянні (12) і далі крапками вгорі позначаємо похідні за часом, а штрихом – за шуканою функцією, зокрема за катодною поляризацією

Отримаємо аналітичний розв'язок рівняння (12) методом перетворення змінних. Далі усереднимо функцію $N(\eta_k)$ як це раніше було зроблено в [6], де більш детально описано цю операцію.

$$N(\eta_k) = N_{cp} = 2 \cdot n = \frac{\int_{\eta_{k \max}}^{\eta_{k \max}} N(\eta_k) d\eta_k}{\eta_{k \max}}. \quad (24)$$

Після цього запишемо (12) у вигляді

$$\ddot{\eta}_k(t) + 2n \dot{\eta}_k(t) + M(\eta_k(t)) = \delta + A_1 \sin(\omega t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \psi_2). \quad (25)$$

Як і в попередніх роботах [6, 8], перетворимо (25) на лінійне диференціальне рівняння з постійними коефіцієнтами згідно [9] спочатку на рівняння вигляду

$$h''(v) + \frac{2n}{\phi} h'(v) + h(v) = L(v) \quad (26)$$

за допомогою співвідношень

$$h(v) = g(\eta_k), \quad (27)$$

$$v = \phi(t). \quad (28)$$

Продиференціюємо співвідношення (27) двічі за часом і отримані вирази підставимо до (26). Після нескладних перетворень отримуємо

$$\ddot{\eta}_k(t) + \left[\dot{\eta}_k(t) \frac{g''(\eta_k)}{g'(\eta_k)} - \frac{\ddot{\phi}(t)}{\phi(t)} + 2n \right] \dot{\eta}_k(t) + \frac{g'(\eta_k)}{g(\eta_k)} \dot{\phi}(t)^2 = \frac{\dot{\phi}(t)^2}{g'(\eta_k)} L(v). \quad (29)$$

Порівнюючи рівняння (25) та (29) можна дійти висновку, що вони співпадають, якщо мають місце співвідношення

$$\dot{\eta}_k(t) \frac{g''(\eta_k)}{g'(\eta_k)} - \frac{\ddot{\phi}(t)}{\phi(t)} = 0, \quad (30)$$

$$\frac{g'(\eta_k)}{g(\eta_k)} \dot{\phi}(t)^2 = M(\eta_k), \quad (31)$$

$$\frac{\dot{\phi}(t)^2}{g'(\eta_k)} L(v) = \delta + A_1 \sin(\omega t + \psi_1) + A_2 \sin(2\omega t + \psi_2). \quad (32)$$

З виразу (30), як показано в [6] отримуємо

$$g'(\eta_k) = \dot{\phi}(t), \quad (33)$$

а далі лінеаризуємо фазову функцію

$$\dot{\phi}(t) = \theta. \quad (34)$$

Тоді, враховуючи також (32) та (34), рівняння (26) запишемо, як

$$h''(v) + \frac{2n}{\theta} h'(v) + h(v) = \frac{1}{\theta} e^{\frac{n}{\theta} v} \left[\delta + A_1 \sin\left(\frac{\omega}{\theta} v + \psi_1\right) + A_2 \sin\left(\frac{2\omega}{\theta} v + \psi_2\right) \right]. \quad (35)$$

Рівняння (35) є неоднорідним лінійним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами. Розв'язок його відомий [10]. Оскільки при дослідженні процесів при електролізі цікавість викликає передусім усталений режим, запишемо розв'язок рівняння (35), як

$$h(v) = e^{-\frac{n}{\theta} v} \left[\frac{\delta}{\theta} + G_1 \sin\left(\frac{\omega}{\theta} v + \psi_1 + \xi_1\right) + G_2 \sin\left(\frac{2\omega}{\theta} v + \psi_2 + \xi_2\right) \right]. \quad (36)$$

З іншого боку, з урахуванням (33) співвідношення (31) набуває вигляду

$$g(\eta_k) \cdot g'(\eta_k) = M(\eta_k), \quad (37)$$

звідки

$$g(\eta_k) = \left[2 \int M(\eta_k) d\eta_k \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (38)$$

Визначивши невідомі константи G_1 , G_2 , ξ_1 , ξ_2 як це показано в [9], повернемось до старих змінних за допомогою співвідношень (27), (28) та (34). В результаті отримуємо аналітичний вираз для катодної поляризації в неявному вигляді

$$g(\eta_k) = \frac{\delta}{\theta} + \frac{A_1 \theta}{\sqrt{(n^2 - \omega^2 + \theta^2) + 4n^2 \omega^2}} \sin(\omega t + \psi_1 + \xi_1) + \frac{A_2 \theta}{\sqrt{(n^2 - 4\omega^2 + \theta^2) + 16n^2 \omega^2}} \sin(2\omega t + \psi_2 + \xi_2), \quad (39)$$

$$\text{де } \xi_1 = \arctg \frac{2n\omega}{n^2 - \omega^2 + \theta^2}, \quad (40)$$

$$\xi_2 = \arctg \frac{4n\omega}{n^2 - 4\omega^2 + \theta^2}. \quad (41)$$

Визначимо так звану амплітудну функцію $g(\eta_k)$ [3] за формулою (38). Після інтегрування отримаємо

$$g(\eta_k(t)) = \eta_k(t) \sqrt{m_1 + \frac{1}{2} m_3 \eta_k(t)^2}. \quad (42)$$

Далі підставимо (42) до (39) і розв'язуючи бікватратне рівняння отримуємо розв'язок для усталеного режиму в явному вигляді

$$\eta_k(t) = \sqrt{-\frac{m_1}{m_3} + \sqrt{\left(\frac{m_1}{m_3}\right)^2 + \frac{2}{m_3} \left[\frac{\delta}{\theta} + \frac{A_1 \theta \sin(\omega t + \psi_1 + \xi_1)}{\sqrt{(n^2 - \omega^2 + \theta^2)^2 + 4n^2 \omega^2}} + \frac{A_2 \theta \sin(\omega t + \psi_2 + \xi_2)}{\sqrt{(n^2 - 4\omega^2 + \theta^2)^2 + 16n^2 \omega^2}} \right]}} \quad (43)$$

В формулах (39) та (43) невідомо лишається величина θ . Її можливо знайти, наприклад, за наближеними формулами, що наведені в [3]:

$$\theta = \sqrt{m_1 \left(1 + 0,756 \frac{m_3}{m_1} \eta_{k\max}^2 \right)}. \quad (44)$$

На рис. 4. наведено графік залежності катодної поляризації від часу, побудований за формулою (43) для таких параметрів схеми рис.1: $C_0 = 8 \cdot 10^{-5} \text{ Ф/см}^2$; $S = 10000 \text{ см}^2$; $\rho \cdot d = 800 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$; $U_{\max} = 12 \text{ В}$. Коефіцієнти апроксимації $z_1 = 8,0 \text{ См}$ $z_3 = 609,5 \text{ См}^{1/2}$.

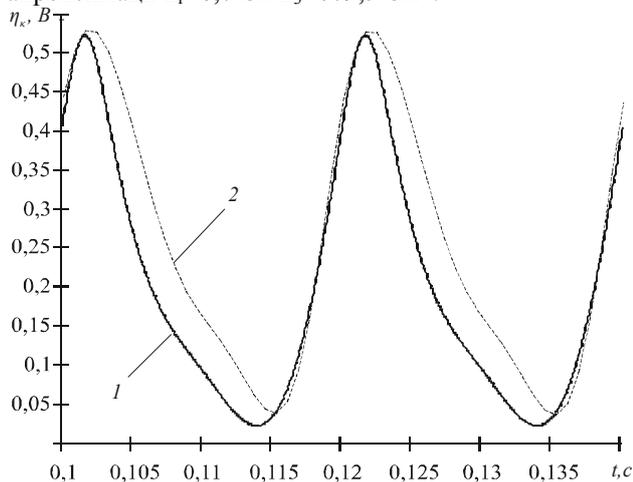


Рис. 4. Графік залежності катодної поляризації від часу
1 – за формулою (43), 2 – за чисельним розрахунком

Співставимо отримані результати з чисельним розрахунком при тих самих значеннях параметрів кола. Цей розрахунок виконано за допомогою стандартних процедур універсальної математичної комп'ютерної системи Maple [11]. Результати у формі графіку також показано на рис. 4. Порівнюючи ці криві, бачимо, що вони близькі за максимальним, мінімальним та середнім значенням катодної поляризації а також за формою, хоча є і деякі розбіжності, наприклад максимуми та мінімуми функцій дещо не співпадають за часом.

Як зазначено в [2], катодна поляризація є показником якісних змін осаду а також кількісного зростання товщини покриття. Режими, котрим відповідають більші максимальні значення поляризації дозволяють отримати більш щільну структуру осаду з високими фізико – механічними властивостями. Наявність аналітичного виразу для η_k дозволяє отримати формули для парціальних струмів на катоді. Так, згідно з (5), струм осадження

$$i_k(t) = z_1 \sqrt{-\frac{m_1}{m_3} + \sqrt{\left(\frac{m_1}{m_3}\right)^2 + \frac{2}{m_3} \left[\frac{\delta}{\theta} + \frac{A_1 \theta \sin(\omega t + \psi_1 + \xi_1)}{\sqrt{(n^2 - \omega^2 + \theta^2)^2 + 4n^2 \omega^2}} + \frac{A_2 \theta \sin(\omega t + \psi_2 + \xi_2)}{\sqrt{(n^2 - 4\omega^2 + \theta^2)^2 + 16n^2 \omega^2}} \right]}} + z_3 \left[\sqrt{-\frac{m_1}{m_3} + \sqrt{\left(\frac{m_1}{m_3}\right)^2 + \frac{2}{m_3} \left[\frac{\delta}{\theta} + \frac{A_1 \theta \sin(\omega t + \psi_1 + \xi_1)}{\sqrt{(n^2 - \omega^2 + \theta^2)^2 + 4n^2 \omega^2}} + \frac{A_2 \theta \sin(\omega t + \psi_2 + \xi_2)}{\sqrt{(n^2 - 4\omega^2 + \theta^2)^2 + 16n^2 \omega^2}} \right]}} \right]^3 \quad (45)$$

Середнє значення струму осадження, згідно з відомим законом Фарадея, безпосередньо пов'язане з масою металу, що осаджується на катоді. Отже наявність виразу (43) відкриває можливість прогнозувати цю масу в залежності від параметрів кола та вхідної напруги. Відповідні графіки (згідно (45)) та за чисельним методом наведено на рис. 5.

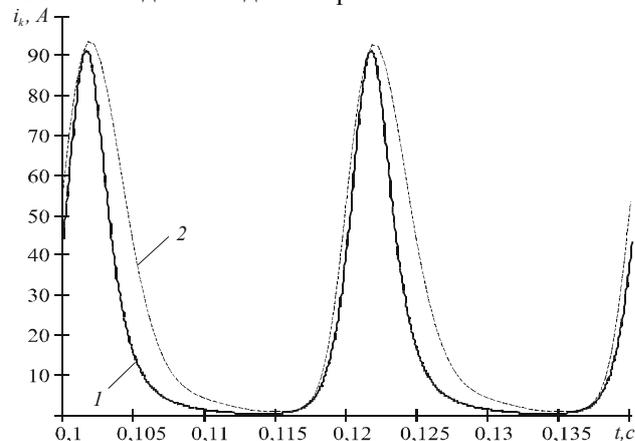


Рис. 5. Графік залежності струму осадження від часу
1 – за формулою (45), 2 – за чисельним розрахунком

Діючи аналогічним шляхом, можна також отримати аналітичний вираз для іншого парціального струму – струму зарядження подвійного катодного шару $i_{Ck}(t)$ за формулою (8). Однак, зважаючи на громіздкість цього виразу, не будемо його наводити, а покажемо графіки, котрі побудовано за формулою (8) та за чисельним методом.

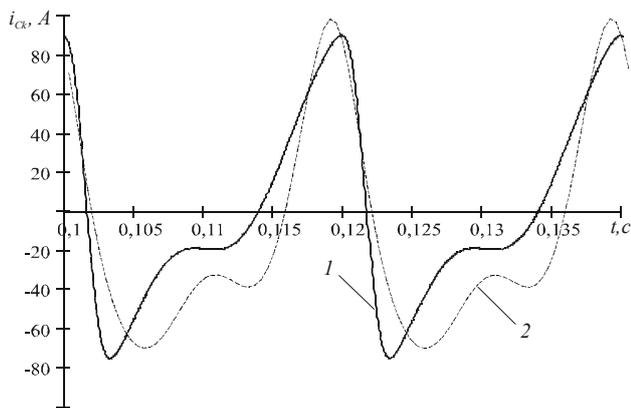


Рис. 6. Графік залежності струму зарядження від часу
1 – за формулою (8), 2 – за чисельним розрахунком

Якщо порівняти останні два графіка можна дійти до висновку, що в цілому характер процесу вони передають однаково, не дивлячись на помітні розбіжності. Наявність цього біполярного струму, показує, що на катоді відбуваються також процеси осадження в паузу вхідної напруги та розчинення за рахунок заряду – розряду ємності подвійного шару міжфазної границі катод – електроліт. За період середнє значення $i_{ck}(t)$ дорівнює нулю, тобто цей струм не збільшує масу осадженого металу, проте впливає на властивості покриття.

ВИСНОВКИ

Метод перетворення змінних дозволяє отримувати наближені аналітичні розв'язки в колах розглянутого типу. Їх достовірність підтверджують розрахунки чисельним методом. Розв'язок має вигляд придатний для подальшого аналізу, а трудомісткість отримання є прийнятною.

Використання методу перетворення змінних надає можливість подолати одну з головних складностей теорії нелінійних коливань – неможливість застосування принципу суперпозиції, оскільки в перетворених змінних це стає можливим. Зокрема це дозволяє уникнути розрахунку перехідного процесу, а також легко розраховувати кола при полігармонічному збудженні, що є цінним при розв'язанні задач, пов'язаних з імпульсним електролізом.

У подальшому, використовуючи вираз (43) легко отримати залежність, що пов'язує амплітуду катодної поляризації з частотою вхідної напруги. За допомогою формули (45) можна встановити закономірності змінення маси осадженого металу на катоді при зміні окремих параметрів схеми заміщення. Аналогічну методику можливо застосувати і до електролізера, котрий живиться від джерела напруги іншої форми а також для аналізу різних електротехнічних систем, що описуються нелінійними диференціальними рівняннями другого порядку, при наявності в них також і реактивного нелінійного елемента з характеристиками різної форми.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Костин Н.А. Теоретическое обоснование и разработка технологических режимов электроосаждения металлов импульсным током. // Дисс. на соиск. уч. ст. д.т.н. по спец 05.17.03.-Днепропетровск, 1983.-458 с.
- [2] Бондарь И.Л., Костин Н.А. Исследование нелинейных электрохимических цепей с помощью преобразований Тейлора // Электронное моделирование. – 1980. – №3. – С. 55–57.
- [3] Бондарь Н.Г. Некоторые автономные задачи нелинейной механики. Киев: Наукова думка, 1969.–302с.
- [4] Самойло К.А. Метод анализа колебательных систем второго порядка. . – М.: Советское радио, 1976. – 205 с.
- [5] Костин Н.А., Бондарь И.Л., Бондарь О.И. Применение метода преобразования переменных к анализу нелинейных цепей // Технічна електродинаміка. – 1999. – №6. – С. 43–44.
- [6] Бондар О.І. Аперіодичний процес в нелінійному колі з електролізером осадження металу постійним струмом// Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – №3. – С. 12–16.
- [7] Бондар О.І. Аналіз нелінійних електрохімічних кіл електролітичного осадження металів//Технічна електродинаміка. – 2002. – №6. – С. 30–33.
- [8] Бондар О.І., Костін. М.О. Коливальні процеси в нелінійному електрохімічному колі при імпульсному збудженні//Технічна електродинаміка. – 2003. – №3. – С. 6–10.
- [9] Бондарь Н.Г. Нелинейные стационарные колебания. Киев: Наукова думка, 1974.–211с.
- [10] Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Наука, 1971.-576с.
- [11] Прохоров Г. В., Леденев М. А., Колбеев В. В. Пакет символьных вычислений Maple V. М.: Петит.- 1997.-200 с.

Надійшла 19.01.2004

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ЦИЛИНДРА, НАМАГНИЧЕННОГО ОДНОНАПРАВЛЕННО ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ОСИ

Кравченко А.И., к.т.н., Бовда А.М.

Национальный научный центр "Харьковский физико-технический институт", НПФ "Полкус-Н"
тел. (0572) 26-40-25, e-mail: alex@krawa.net

Розрахунковим шляхом показано, що циліндр, намагнічений однонаправлено перпендикулярно осі, може бути виконаний з отвором спеціальної форми, при якому він має рівномірну радіальну намагніченість у деякому секторі на своїй зовнішній поверхні. Також показано, що циліндр може бути виконаний суцільним з перетином спеціальної форми, при якому він забезпечує рівномірний розподіл нормальної складової магнітної індукції в деякому секторі на навколишній його круговій циліндричній поверхні.

Расчётным путём показано, что цилиндр, намагниченный однонаправленно перпендикулярно оси, может быть выполнен с отверстием специальной формы, при котором он имеет равномерную радиальную намагниченность в некотором секторе на своей внешней поверхности. Также показано, что цилиндр может быть выполнен сплошным с сечением специальной формы, при котором он обеспечивает равномерное распределение нормальной составляющей магнитной индукции в некотором секторе на окружающей его круговой цилиндрической поверхности.

При изготовлении некоторых датчиков и электромашин (отдельных типов сельсинов) в качестве ротора требуется цилиндрический постоянный магнит с равномерной в радиальном направлении намагниченностью в заданном угловом секторе (рис. 1). Одним из этапов технологии порошковой металлургии, применяемой для изготовления анизотропных высококоэрцитивных магнитов Nd-Fe-B и Sm-Co, является прессование порошка в магнитном поле, приложенном в направлении прессования. Однако изготовленный таким способом цилиндрический магнит имеет неравномерную намагниченность (рис. 2). Существует способ прессования порошка в радиально направленном магнитном поле, однако для его применения требуется более сложное технологическое оборудование (особенно при необходимости использования многопозиционной пресс-формы).

Цель работы – рассмотреть возможность создания цилиндрического магнита, намагниченного однонаправленно перпендикулярно оси, с равномерной в радиальном направлении намагниченностью путём придания магниту специальной формы.

Рассмотрим магнитное поле цилиндра с круглым отверстием, намагниченного однонаправленно перпендикулярно оси (рис. 3, показана 1/4 цилиндра). Для упрощения будем считать, что векторы индукции на внешней поверхности цилиндра параллельны вертикальной оси OY и что индукция поля на поверхности цилиндра пропорциональна толщине магнита в направлении намагниченности. Модуль B_2 вектора индукции \mathbf{B}_2 в произвольной точке A_2 на внешней поверхности цилиндра равен $B_2=kl_2$, где l_2 – длина отрезка A_2a_2 , a_2 – вертикальная проекция точки A_2 на внутреннюю поверхность цилиндра, k – коэффициент пропорциональности (на рис. 3 $k=1$). Будем изучать радиальную компоненту B_r вектора индукции на внешней поверхности цилиндра. Нетрудно видеть, что рассматриваемый цилиндр при сделанных допущениях имеет неравномерную намагниченность в радиальном направлении с максимумом в точке A_3 , соответствующей вертикальной проекции точки a_3 на внешнюю проекцию цилиндра (a_3 – точка пересечения внутренней окружности с горизонтальной осью).

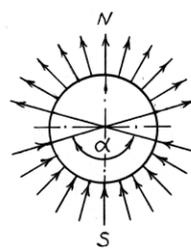


Рис. 1. Цилиндрический магнит с равномерной (в секторе α) радиальной намагниченностью

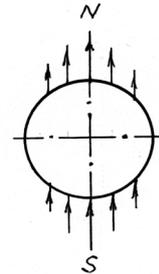


Рис. 2. Цилиндрический магнит, намагниченный однонаправленно перпендикулярно оси

Рассмотрим теперь магнитное поле цилиндра с отверстием специальной формы, намагниченного однонаправленно перпендикулярно оси (рис. 4). Поверхность отверстия пересекает горизонтальную ось чертежа в точке a_3 . Пусть радиальная компонента индукции поля в точке A_3 равна B_{3r} . Построим в точке A_1 , а также в произвольной точке A_2 радиально направленные векторы \mathbf{B}_{1r} и \mathbf{B}_{2r} так, чтобы выполнялось равенство модулей $B_{1r}=B_{2r}=B_{3r}$. Для точек A_1 и A_2 найдём соответствующие им точки a_1 и a_2 , для которых выполняются равенства $B_{1r}=B_1=kl_1$ и $B_2=kl_2$ (l_1 и l_2 – длины отрезков A_1a_1 и

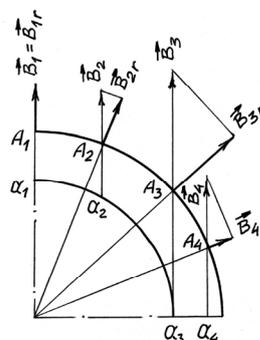


Рис. 3. Магнитное поле цилиндра с круглым аксиальным отверстием

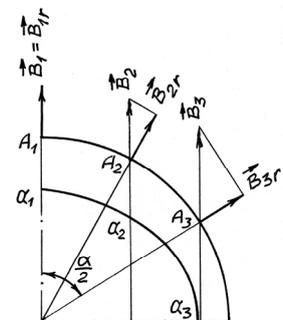


Рис. 4. Магнитное поле цилиндра с отверстием специальной формы

A_2a_2 , соответственно). В результате получим кривую $a_1a_2a_3$, определяющую искомую форму отверстия в цилиндре, при которой модуль радиальной компоненты индукции на внешней поверхности цилиндра постоянен в секторе α .

Векторы магнитной индукции на поверхности реальных магнитов не являются параллельными. Может быть выполнено компьютерное моделирование

магнитного поля магнита, например, с помощью программы FEMM [1]. Результаты расчётов, проведенных для материала Nd-Fe-B со значением максимального произведения $(BH)_{\max}=40 \text{ кГс}\cdot\text{Э}$, показаны на рис. 5 и 6 (магниты намагничены вдоль вертикальных осей OY рисунков 5а и 6а).

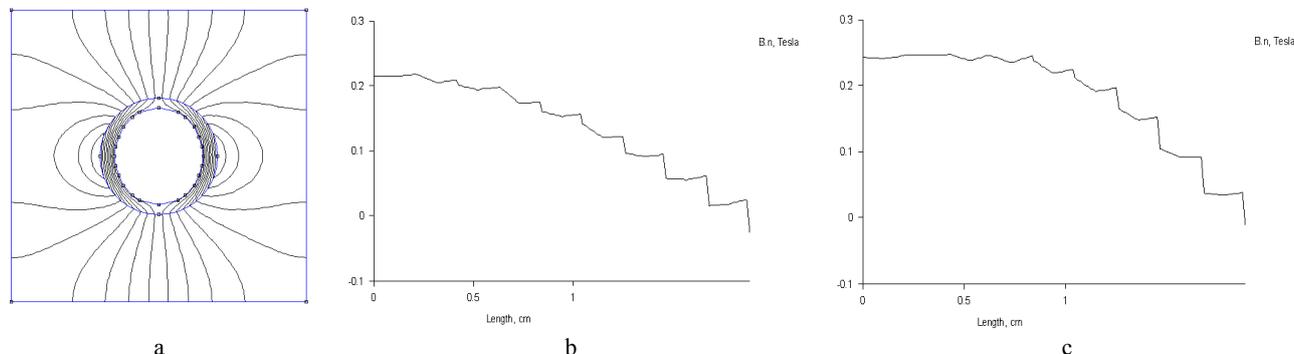


Рис. 5. Магнитное поле цилиндра $\text{Ø}24 \times 10$ мм с отверстием: а) магнитное поле цилиндра с эллиптическим отверстием (оси эллипса: $a=9$ мм, $b=10$ мм); б) распределение нормальной составляющей B_n вектора индукции на поверхности цилиндра с круглым отверстием $\text{Ø}20$ мм - от оси OY до оси OX ; в) то же для цилиндра с эллиптическим отверстием, оси эллипса: $a=9$ мм, $b=10$ мм (OY и OX – соответственно, вертикальная и горизонтальная оси рис. 5а, проходящие через ось цилиндра)

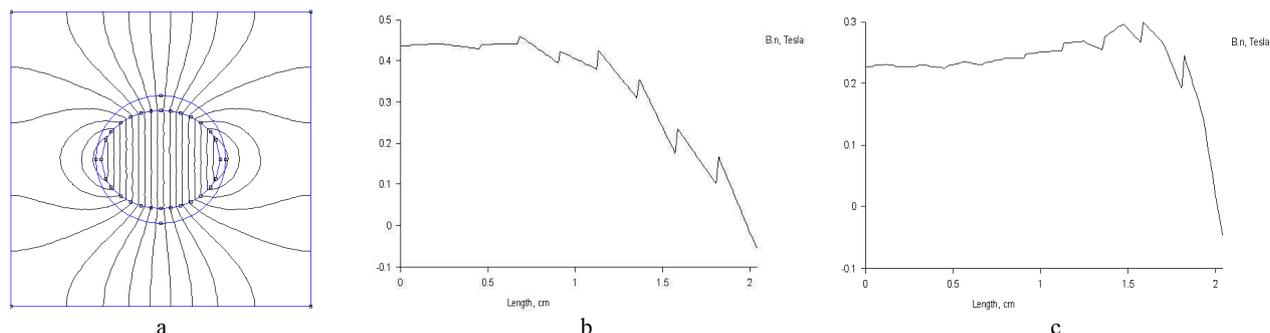


Рис. 6. Магнитное поле сплошного цилиндра с эллиптическим сечением (длина цилиндра 10 мм): а) магнитное поле цилиндра (оси эллипса: $a=12$ мм, $b=8$ мм); б) распределение нормальной составляющей B_n вектора индукции на окружающей магнит круговой цилиндрической поверхности $\text{Ø}26$ мм - от оси OY до оси OX (оси эллипса: $a=12$ мм, $b=8$ мм); в) то же, оси эллипса: $a=12$ мм, $b=6$ мм (OY и OX – соответственно, вертикальная и горизонтальная оси рис. 6а, проходящие через ось цилиндра)

Видно (рис. 5с), что на внешней поверхности цилиндра с эллиптическим отверстием существует сектор, в котором $B_n \approx \text{const}$ (кривые $B_n(l)$ имеют вид ломаных линий в связи с особенностями вычислений, основанных на методе конечных элементов).

Компьютерное моделирование позволяет рассмотреть возможность изготовления ротора в форме сплошного цилиндра специального сечения (рис. 6). Так, при определённых размерах цилиндра с эллиптическим сечением, в некотором секторе на окружающей магнит круговой цилиндрической поверхности обеспечено равномерное распределение нормальной составляющей магнитной индукции (рис. 6с).

Полученные результаты могут быть использованы при разработке отдельных видов датчиков и электромашин.

Итак, расчётным путём показано следующее.

1. Цилиндр, намагничённый однонаправленно перпендикулярно оси, может быть выполнен с отверстием специальной формы, при котором он имеет равно-

мерную радиальную намагничённость в некотором секторе на внешней поверхности.

2. Цилиндр, намагничённый однонаправленно перпендикулярно оси, может быть выполнен сплошным с сечением специальной формы, при котором он обеспечивает равномерное распределение нормальной составляющей магнитной индукции в некотором секторе на окружающей его круговой цилиндрической поверхности.

Авторы благодарят проф. Харьковского политехнического института д.т.н. Клименко Б.В. за оказанную техническую помощь.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Meeker D. Finite Element Method Magnetics (FEMM): <http://femm.berlios.de/>

Поступила 06.09.2004

АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ ТОЧКИ НУЛЕВОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Лупиков В.С., д.т.н., Гелярская О.А., Мартыненко Д.Л.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"
тел. (057) 707-68-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

Крюкова Н.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Общая электротехника"
тел. (057) 707-64-27

Ерисов А.В.

Отделение магнетизма института электродинамики НАН Украины
Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная 19, а/я 72
тел./факс (0572) 99-21-62

Проведено аналіз існуючих методів компенсації зовнішнього магнітного поля в заданій точці простору поблизу поверхні електроустаткування. Теоретично обґрунтовано алгоритм створення точок нульового поля шляхом компенсації зовнішнього магнітного поля електроустаткування в заданій точці.

Проведен анализ существующих методов компенсации внешнего магнитного поля в заданной точке пространства вблизи поверхности электрооборудование. Теоретически обоснован алгоритм создания точек нулевого поля путем компенсации внешнего магнитного поля электрооборудование в заданной точке.

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение современных требований электромагнитной совместимости силового электрооборудования (ЭО) [1–3] возможно путем снижения его внешнего магнитного поля (ВМП) с помощью параметрических систем автоматической компенсации (САК) [4, 5]. Структура этих САК достаточно проста и включает датчики параметров (токов, напряжений) ЭО, систему электромагнитов-компенсаторов поля (ЭК), устройства обработки сигналов датчиков при формировании токов этих электромагнитов и усилители выходного тока. Создаваемое этими системами компенсации магнитное поле уменьшает ВМП ЭО с требуемой точностью при условии соответствующей предварительной настройки параметров ЭК. Именно здесь и возникают основные теоретические и практические сложности реализации принципов автоматической компенсации ВМП, проявляющиеся в снижении эффективности (точности) компенсации.

В работе [6] обоснована возможность настройки систем параметрической компенсации при использовании точек с нулевым уровнем поля. Поскольку поле ЭО в этих точках по определению равно нулю, то при включении настраиваемого ЭК в этой точке фиксируется только его поле. Помещая в точку нулевого поля датчик магнитного поля, можно выполнить точную регулировку параметров настраиваемого ЭК по данным измерений компонент напряженности.

Основным условием для реализации такого способа настройки является наличие точки нулевого поля в области, доступной для размещения датчика магнитного поля и постоянство ее положения при изменении режима работы ЭО. Наличие таких точек воз-

можно при определенных условиях, например, когда токовые контуры располагаются в одной плоскости, достаточно удалены друг от друга и обтекаются токами одинакового направления [7]. Число режимов работы ЭО может быть достаточно большим. Например, в распределительных устройствах (РУ) число таких режимов может достигать тысяч единиц и определяется числом сочетаний одновременно включенных фидеров. Соответственно столько же раз меняется положение точки нулевого поля. Выполнение этих условий не всегда возможно либо сложно, что является недостатком известных способов. Поэтому актуальной становится задача разработки других способов настройки параметрических систем автоматической компенсации, свободных от этих недостатков.

Целью данной работы является теоретическое обоснование алгоритма компенсации ВМП в заданной точке внешнего пространства вблизи поверхности ЭО. Другими словами, речь идет о возможности получения искусственной точки нулевого поля в заданной точке пространства вблизи поверхности ЭО, в которой помещается датчик магнитного поля измерительной системы при настройке средств компенсации.

Обоснование алгоритма в настоящей статье проводится на примере РУ переменного трехфазного тока частоты сети. В качестве допущений принимается, что основными источниками его ВМП являются силовые токопроводы – сборный шинопровод и шинопроводы фидеров. При анализе не учитывается влияние каркаса и нелинейные эффекты, связанные с наличием ферромагнетиков в конструкции РУ, а также наличие постоянных магнитов в некоторых типах коммутационных электрических аппаратов, входящих в состав комплектующей аппара-

туры. Предполагается также, что все режимы работы РУ установившиеся, а переход от одного режима работы к другому осуществляется мгновенно.

Принимаемые допущения позволяют упростить понимание физических принципов компенсации ВМП, а в качестве параметров рассматривать только токи силовой цепи. Переход к реальной конструкции РУ усложняет проблему компенсации его ВМП и, конечно, требует учета и других источников поля и упомянутых нелинейных эффектов. Но эти вопросы выходят за рамки настоящей статьи.

4 АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ СПОСОБОВ КОМПЕНСАЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗАДАННОЙ ТОЧКЕ

В известных публикациях вопросы компенсации ВМП рассматриваются в основном с позиций точности измерений и компенсации помех.

В [8] приведено описание известного способа компенсации ВМП проводника с током. В соответствии с этим способом измеряют напряженность ВМП в заданной точке, определяют напряженность ВМП в точках, одна из которых расположена между заданной точкой и проводником с током, а вторая – симметрично ей, складывают результаты измерений и по его результату формируют сигнал компенсации. На рис. 1 приведена схема расположения точек, в которых проводят измерение поля, относительно проводника с током.

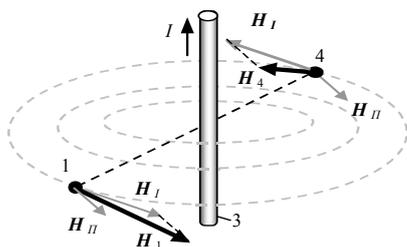


Рис. 1. Схема расположения точек измерения и компенсации магнитного поля проводника с током

Способ применяют следующим образом. Измеряют напряженность ВМП в точке 1, расположенная между заданной точкой 2 и проводником 3 с током I . Затем проводят дополнительное измерение напряженности ВМП в точке 4, расположенной симметрично точке 1, относительно проводника 3 с током. Полученные результаты измерения в точках 1 и 4 складывают таким образом, что исключают влияние геомагнитного поля и других помех. В данном способе, по сути, для исключения сигнала помехи H_{II} из полезного сигнала H_I проводят измерения напряженности H_1 и H_4 поля в диаметрально противоположных точках, в которых векторы напряженности H_I противоположны (на рис. 1 они располагаются по касательным к силовым линиям кругового магнитного поля проводника), а вектор напряженности магнитного поля внешней помехи H_{II} постоянен по направлению. В результате суммирования удается исключить сигнал помехи из полезного сигнала. Тем самым повышается точность определения поля в заданной точке и, как следствие, повышается эффективность ком-

пенсации поля.

Недостатком известного способа является узкая область его применения, ограниченная одиночным проводником с постоянным током, обладающим симметрией распределения поля. Для РУ, содержащих множество проводников с токами, которые меняются в зависимости от режима работы и во времени с частотой сети, при использовании известного способа снижается точность определения ВМП и, как следствие, снижается точность компенсации ВМП в заданной точке.

В известном устройстве [9] расширены функции компенсации ВМП переменных токов в точках области внешнего пространства, удаленных на достаточно большое расстояние от ЭО (более 3 – 5 габаритов). Устройство содержит три последовательно соединенных ЭК, расположенных в одной плоскости (рис. 2).

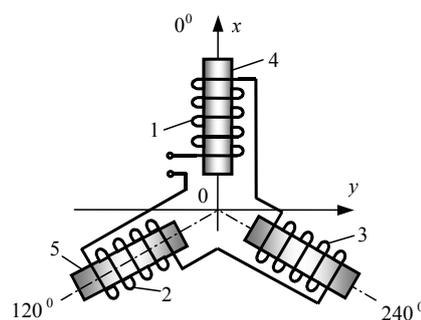


Рис. 2. Схема расположения электромагнитов-компенсаторов

Электромагниты-компенсаторы выполнены в виде одинаковых катушек 1–3, оси которых образуют правильную звезду, а ферромагнитные сердечники 4 и 5 размещены в двух из трех катушек. При отсутствии ферромагнитных сердечников векторы магнитных моментов катушек образуют в пространстве симметричную трехлучевую звезду, вследствие чего их сумма равна нулю. При введении сердечников в пару катушек (например, 1 и 2 на рис. 2) создаваемые этими ЭК векторы магнитных моментов увеличиваются, и результирующий магнитный момент устройства становится отличным от нуля. Комбинируя полярность подключения катушек, выбирая пары катушек, в которые вводятся сердечники и регулируя их положение относительно центров катушек в данном устройстве обеспечивается полное воспроизведение вектора компенсирующего переменного магнитного момента в плоскости катушек по амплитуде, фазе и пространственному направлению. Применительно к РУ недостатками рассмотренного устройства для компенсации являются: ограничение минимальных радиусов точек компенсации ВМП расстояниями, превышающими 3–5 габаритов ЭО; невозможность обеспечения компенсации ВМП во всех режимах работы РУ.

Последний недостаток преодолен в системе автоматической компенсации магнитного момента РУ, описанной в работе [4]. На рис. 3 приведена блок схема системы автоматической компенсации магнитного момента трехфазного L -фидерного РУ переменного тока.

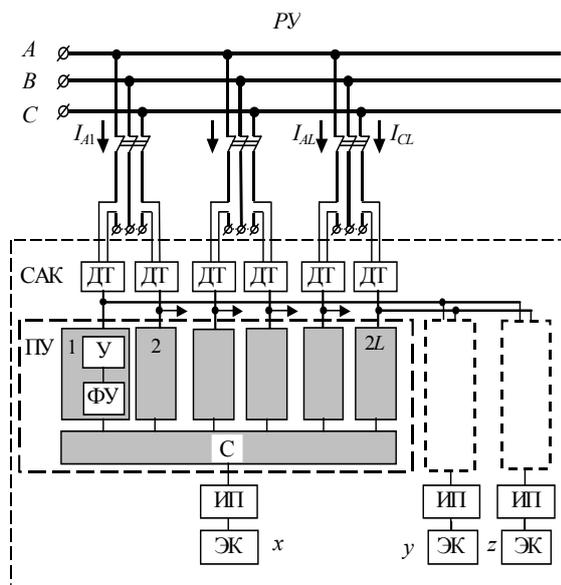


Рис. 3. Автоматическая компенсация магнитного момента распределительного устройства переменного тока

Система автоматической компенсации содержит датчики тока (ДТ), однотипные программные устройства (ПУ) обработки их сигналов, источник питания (ИП) и ЭК. Датчики тока включены в рассечку токопроводов фидеров и их общее число равно числу независимых контуров силовой цепи (2L). Остальные блоки объединены в три однотипных канала, каждый из которых обеспечивает формирование компенсирующего магнитного момента в одном из трех пространственных направлений x, y, z. Программное устройство ПУ каждого канала содержит последовательно соединенные фазосдвигающее устройство (ФУ) и регулируемый усилитель (У). Выходы усилителей через общий сумматор (С) подключены к входам источников питания ИП, каждый из которых выполнен в виде источника мощности с регулируемым коэффициентом усиления. К выходам усилителей ИП подключаются ЭК соответствующей пространственной ориентации. Ось каждого из них направлена вдоль одной из трех ортогональных пространственных осей. В известном устройстве эти ЭК имеют общий центр, совпадающий с центром шкафа РУ. На рис. 4 показано расположение обмоток ЭК на поверхности шкафа РУ.

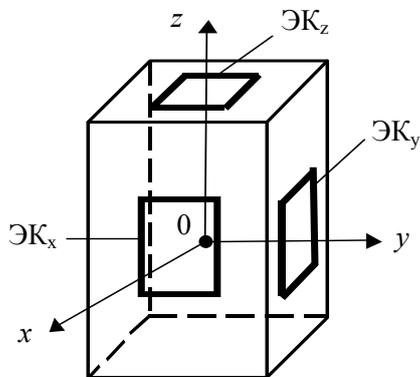


Рис. 4. Расположение обмоток электромагнитов-компенсаторов

Известный способ включает предварительную настройку коэффициентов передачи соответствующих регулируемых усилителей и временных сдвигов фаз на основе измеренных значений трех пространственных компонент вектора напряженности ВМП РУ, измерение токов фидеров, образующих независимые контуры силовой цепи и формирование на их основе токов в системе ЭК в процессе работы. Точность компенсации определяется соответствием условий настройки системы компенсации и условиям работы РУ. Достоинством способа является компенсация переменного магнитного момента РУ на частоте сети во всех режимах его работы. Это делает возможным компенсацию ВМП в произвольной точке на расстоянии более 3 – 5 габаритов РУ, где компоненты напряженности и магнитного момента линейно зависимы.

Недостатком способа является низкая точность компенсации ВМП в точках, расположенных на удалении от его поверхности менее 3 – 5 габаритов РУ. Кроме того, нагрев токоведущих элементов силовой цепи и возможные изменения параметров нагрузки фидеров при длительной работе могут изменить электрические параметры цепи (амплитуды токов и их фазы), что в конечном итоге снижает точность компенсации магнитного момента.

Проведенный анализ известных способов компенсации ВМП показывает, что ни один из них не обеспечивает компенсацию поля в заданной точке вблизи поверхности РУ. Основные недостатки связаны с несоответствием пространственной и временной структур исходного и компенсирующего ВМП в заданной точке компенсации. Отличие пространственных структур поля возникает при расположении заданной точки компенсации вблизи поверхности РУ, где нарушаются условия линейности зависимостей компонент напряженности ВМП и магнитного момента. Отличие временных структур может возникать в процессе работы РУ из-за несоответствия значений параметров системы компенсации, устанавливаемых при настройке системы компенсации, значениям этих же параметров при работе РУ.

2. СТРУКТУРА МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТОЧКЕ КОМПЕНСАЦИИ

Для компенсации ВМП предполагается использовать систему автоматической компенсации, как отвечающую поставленной цели в наибольшей степени.

Условием полной компенсации ВМП в заданной точке является согласование пространственных и временных структур исходного ВМП, создаваемого РУ, и компенсирующего поля, создаваемого системой компенсации. Пространственная структура ВМП может быть охарактеризована векторной функцией напряженности, модуль, пространственное направление и временная фаза которого изменяются в течение периода частоты сети и зависят от режима работы РУ:

$$H_p(t) = F[H_{p\max}(t), \theta(t), \varphi(t), \psi(t), p], \quad (1)$$

где $H_p(t)$ – мгновенное значение вектора напряженности ВМП, создаваемого в p -ом режиме работы; $H_{p\max}(t)$, $\theta_p(t)$, $\varphi_p(t)$ – пространственные сферические координаты вектора напряженности в момент време-

ни t ; $\psi(t)$ – временная фаза напряженности; t – момент времени на периоде частоты сети.

Следует отметить, что для представления вектора напряженности в виде (1) для фиксированного режима работы РУ требуется четырехмерное пространство: три пространственные координаты и четвертая – временная.

При использовании комплексного исчисления комплексный вектор напряженности представляется в виде двух независимых составляющих – действительной и мнимой [10]. Достоинством этого представления является то, что каждая из составляющих зависит соответственно только от действительных или мнимых составляющих токов контуров силовой цепи. В этом случае для описания составляющих вектора напряженности ВМП возможно использование трехмерного пространства. При этом направление вектора неизменно, а амплитуда изменяется по закону косинуса/синуса для действительной/мнимой составляющих.

В свою очередь, каждый из таких пульсирующих векторов допускает разложение на ортогональные компоненты, сохраняя законы их изменения во времени. В результате для описания вектора напряженности требуется шесть декартовых компонент: по три компоненты для действительной составляющей (индекс Re) и мнимой составляющей (индекс Im),

$$H(t) = [H_{x\text{Re}}(t), H_{y\text{Re}}(t), H_{z\text{Re}}(t), H_{x\text{Im}}(t), H_{y\text{Im}}(t), H_{z\text{Im}}(t)]. \quad (2)$$

В соотношении (2) и далее индекс p для упрощения записи опущен. Условие компенсации напряженности в этом случае сводится к созданию компенсирующего вектора напряженности с противоположными по знаку компонентами. Это условие сохраняется и при изменении направления осей системы координат в заданной точке компенсации ВМП.

В качестве источника компенсирующего ВМП в данной работе предлагается использовать дипольную структуру [11] – систему из шести совмещенных дипольных источников, ориентированных парами по осям системы координат. Амплитуды векторов магнитных моментов каждой пары источников изменяются по закону косинуса/синуса для действительной/мнимой составляющих. Такая дипольная структура позволяет в компактной форме описывать магнитный момент трехфазной системы точечных источников при условии, что система смещенных источников может рассматриваться как один дипольный источник. Эти условия рассмотрены в работе [12] и сводятся к ограничению смещений источников от общего центра по сравнению с расстоянием до точки наблюдения.

3 ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ КООРДИНАТНЫХ ОСЕЙ

Исходная система уравнений, связывающих значения компонент напряженности ВМП с магнитным моментом произвольного смещенного дипольного источника, имеет вид:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \frac{1}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{a}|^5} \times \begin{pmatrix} 3(x-a_x)^2-r^2 & 3(x-a_x)(y-a_y) & 3(x-a_x)(z-a_z) \\ 3(y-a_y)(x-a_x) & 3(y-a_y)^2-r^2 & 3(y-a_y)(z-a_z) \\ 3(z-a_z)(x-a_x) & 3(z-a_z)(y-a_y) & 3(z-a_z)^2-r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где H_x, H_y, H_z – компоненты напряженности магнитного поля диполя в точке наблюдения (заданной точки компенсации поля); $\mathbf{r}(x, y, z)$ – радиус-вектор точки наблюдения; $\mathbf{a}(a_x, a_y, a_z)$ – вектор смещения диполя; $\mathbf{m}(m_x, m_y, m_z)$ – вектор магнитного момента источника.

Как видно из (3), каждая из компонент напряженности является сложной функцией компонент магнитного момента. Можно показать, что при определенном выборе направлений осей системы координат и малых смещениях источника, эти соотношения можно существенно упростить. В этом смысле система координат называется в работе оптимальной. Определим эти условия.

В случае, когда смещением источника можно пренебречь,

$$a = 0, \quad (4)$$

система уравнений (3) упрощается и принимает вид:

$$\begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \frac{1}{4\pi r^5} \begin{pmatrix} 3x^2-r^2 & 3xy & 3xz \\ 3yx & 3y^2-r^2 & 3yz \\ 3zx & 3zy & 3z^2-r^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Если одновременно с условием (4) выбрать направление оси x вдоль радиуса r

$$r = x, \quad (6)$$

то матрица коэффициентов в матричном уравнении (5) становится диагональной,

$$\begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \frac{1}{4\pi r^3} \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Условия (4) и (6) определяют оптимальную систему координат. В этом случае матрица коэффициентов становится диагональной, ее коэффициенты – постоянными величинами, не зависящими от величин смещений и радиуса точки наблюдения. При этом каждая из компонент напряженности зависит только от одной компоненты магнитного момента.

Из системы (7) определяются компоненты магнитного момента компенсирующего источника:

$$\begin{pmatrix} m_x \\ m_y \\ m_z \end{pmatrix} = 2\pi r^3 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}. \quad (8)$$

В качестве регулируемого параметра ЭК удобно выбрать ток. Полагая, что все ЭК имеют однотипную конструкцию и в общем случае отличаются числами витков и их площадями, из уравнений (8) определяются величины токов ЭК:

$$\begin{pmatrix} I_x \\ I_y \\ I_z \end{pmatrix} = 2\pi r^3 \begin{pmatrix} (S_x w_x)^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & -2(S_y w_y)^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & -2(S_z w_z)^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}, \quad (9)$$

I_x, I_y, I_z – токи ЭК, ориентированных вдоль осей x, y, z ; S_x, S_y, S_z – средние площади витков обмоток ЭК; w_x, w_y, w_z – числа витков обмоток.

Уравнения (9) позволяют записать аналитические соотношения для источников дипольной структуры, компенсирующих ВМП в заданной точке. Условия полной компенсации компонент ВМП РУ в заданной точке записываются в виде:

$$H_{uc}(p) = -H'_{uc}(I_{1c}(p), \dots, I_{Nc}(p)); \quad (10)$$

$$H_{us}(p) = -H'_{us}(I_{1s}(p), \dots, I_{Ns}(p)) \quad (u = x, y, z),$$

где $H_{uc}(p), H_{us}(p)$ – косинусная и синусная составляющие компонент напряженности компенсирующего ВМП; $H'_{uc}(I_{1c}(p), \dots, I_{Nc}(p)), H'_{us}(I_{1s}(p), \dots, I_{Ns}(p))$ – косинусная и синусная составляющая компонент напряженности ВМП, создаваемого соответствующими составляющими токов независимых контуров РУ в режиме работы p ; $I_{nc}(p), I_{ns}(p)$ – косинусные и синусные составляющие токов n -того независимого контура, $n = \overline{(1, N)}$; N – число независимых контуров силовой цепи ($N = 2L$ для схемы на рис. 3).

С учетом условий (10) и подстановкой в правые части формулы (9) косинусных/синусных составляющих напряженности ВМП определяются косинусные/синусные токи соответствующих ЭК дипольной структуры:

$$I_{xc} = \frac{2\pi r^3}{S_{xc} w_{xc}} H_{xc}; \quad I_{xs} = \frac{2\pi r^3}{S_{xs} w_{xs}} H_{xs}; \quad (11)$$

$$I_{yc} = -\frac{4\pi r^3}{S_{yc} w_{yc}} H_{yc}; \quad I_{ys} = -\frac{4\pi r^3}{S_{ys} w_{ys}} H_{ys};$$

$$I_{zc} = -\frac{4\pi r^3}{S_{zc} w_{zc}} H_{zc}; \quad I_{zs} = -\frac{4\pi r^3}{S_{zs} w_{zs}} H_{zs},$$

где I_{uc}, I_{us} – действующие величины косинусных и синусных составляющих токов ЭК, ориентированных вдоль ортогональной оси u ; u – индекс, принимающий поочередно обозначения x, y, z выбранных ортогональных осей; r – расстояние вдоль оси x от центра системы ЭК до точки компенсации поля; S_{uc}, S_{us} – величины площадей витков ЭК, предназначенных для компенсации соответственно косинусных и синусных составляющих вектора напряженности ВМП, ориентированных вдоль оси u ; w_{uc}, w_{us} – числа витков соответствующих ЭК.

На рис. 5 показано расположение ЭК, создающих ВМП в заданной точке, компенсирующее магнитное поле РУ.

Распределительное устройство 1 при своей работе создает переменное ВМП на частоте сети. Точка 2 внешнего пространства, в которой необходима компенсация ВМП, имеет заданное положение относительно центра РУ вблизи его поверхности. Радиус-вектор смещения этой точки относительно заданной точки обозначен R , а его модуль не превышает 3–5

габаритов РУ. Электромагниты 3 – 8 имеют общий центр 9, смещенный относительно точки 2 компенсации поля на расстояние, обозначенное r . Ось, проходящая через точки 9 и 2 обозначена x , а ортогональные оси, проходящие через центр источников 9, обозначены y и z . Оси пар ЭК 3–4, 5–6 и 7–8 направлены вдоль осей соответственно x, y и z . Электромагниты 3, 5, 7 питаются токами I_{xc}, I_{yc}, I_{zc} , изменяющимися во времени по закону косинуса, а ЭК 4, 6, 8 – токами I_{xs}, I_{ys}, I_{zs} , изменяющимися по закону синуса. Компоненты вектора напряженности исходного ВМП в точке компенсации показаны пунктирными стрелками, а компенсирующего – сплошными стрелками, а их буквенные обозначения поля соответствуют соотношению (10).

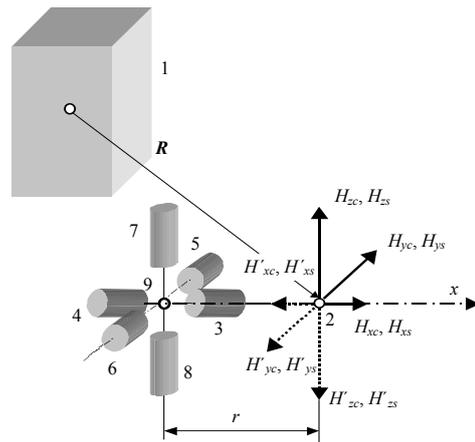


Рис. 5. Схема расположения точки компенсации поля относительно распределительного устройства и системы электромагнитов-компенсаторов поля

Формулы (11) устанавливают простые соотношения для определения токов ЭК САК и требуют минимального количества операций преобразований измеренных компонент напряженности ВМП в заданной точке компенсации.

4 АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ ТОЧКИ НУЛЕВОГО ПОЛЯ

На основе проведенных исследований предложен следующий алгоритм получения точки нулевого поля при работе РУ в одном из режимов работы p , который включает выполнение следующих операций.

1. Выбор осей оптимальной системы координат, отвечающих условию (6): ось x направлена вдоль радиуса, соединяющего центр системы ЭК и заданную точку компенсации поля.

2. Измерение в заданной точке компенсации компонент напряженности ВМП вдоль выбранных осей координат. При этом измерения проводятся независимо для каждого режима работы.

3. Разделение измеренных компонент на косинусные и синусные составляющие.

4. Расположение источников дипольной структуры вблизи заданной точки компенсации ВМП исходя из обеспечения выполнения условия (4).

5. Определение токов ЭК в соответствии с соотношениями (11).

Аналогичные измерения выполняются и для других режимов работы РУ. С использованием значений

этих токов могут быть в дальнейшем построены алгоритмы настройки систем автоматической компенсации.

Особенностью предложенного алгоритма является то, что он позволяет, по сути, использовать известную систему компенсации магнитного момента РУ по новому назначению – для компенсации поля в заданной точке вблизи его поверхности. Таким образом, становится возможной техническая реализация предложенного алгоритма получения точки нулевого поля с заданным расположением, независимо от режима работы РУ. Предложенный алгоритм рекомендован к использованию при создании маломагнитного ЭО, удовлетворяющего требованиям электромагнитной совместимости в части переменных магнитных полей частоты сети.

ВЫВОДЫ

1. Теоретически обоснован алгоритм создания точки нулевого поля путем компенсации магнитного поля электрооборудования в заданной точке вблизи его поверхности. Отличительной чертой алгоритма является минимальное количество операций преобразования измеренных значений компонент напряженности, используемых при формировании токов в системе компенсации магнитного поля.

2. Разработан алгоритм получения точки нулевого с помощью системы электромагнитов компенсаторов, располагаемых вблизи заданной точки компенсации. Основные операции алгоритма включают: выбор ориентации осей электромагнитов-компенсаторов поля в зависимости от положения заданной точки относительно их общего центра; ограничение смещений электромагнитов от общего центра и разделение всех измеряемых величин токов электрооборудования и компонент напряженности в выбранной системе координат на синусные и косинусные составляющие.

3. Результаты исследований рекомендованы к использованию при создании электрооборудования, удовлетворяющего требованиям электромагнитной совместимости в части переменных магнитных полей частоты сети.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] IEC 1000-4-8: 1993. "Electromagnetic compatibility. Part 4: Testing and measuring techniques – Section 8: Power frequency magnetic field immunity test. Basic EMC Publication". Edition 1.1. – 2001. – 61 p.
- [2] ГОСТ Р 50010-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического магнитного поля. - Введ. 01.07.93. - М.: Изд-во стандартов, 1993. – 5 с.
- [3] ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. - Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с.
- [4] Розов В.Ю., Ерисов А.В., Лупиков В.С. Особенности снижения внешних магнитных полей распределительных устройств и полупроводниковых преобразователей. - Киев, 1996. - 47 с. (Препр. / НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 791).
- [5] Шидловский А.К., Розов В.Ю. Системы автоматической компенсации внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов // Техн. электродинамика. - 1996. - №1.

- С. 3-9.

- [6] Лупиков В.С. Метод балансирования магнитных моментов при компенсации внешнего магнитного поля распределительных устройств // Электротехника і електро механіка. – 2002. - № 3. – С. 47-54.
- [7] Лупиков В.С. Компенсация магнитного поля при наличии магнитных аномалий вблизи поверхности распределительных устройств // Технічна електродинаміка. - 2000. - № 6. - С. 18-24.
- [8] Авторское свидетельство 828132 СССР. МКИ G 01 R 33/00. Способ компенсации магнитного поля проводника с током в заданной точке / Б.З. Михлин, Г.С. Письман, М.Б. Трахтенгерц (СССР). – № 2710678/18-21; Заявлено 10.01.79; Опубл. 07.05.81. Бюл. № 17. – 2 с.
- [9] Авторское свидетельство 1059631 СССР. МКИ H 01 F 13/00. Устройство для компенсации внешнего магнитного поля / В.И. Дегтярев (СССР). – № 3443050/24-07; Заявлено 24.05.82; Опубл. 07.12.83. Бюл. № 45. – 3 с.
- [10] Клименко Б.В., Лупиков В.С., Выровец С.В., Крюкова Н.В., Гелярская О.А. Анализ магнитного момента трехфазных цепей // Электротехніка і електромеханіка. – 2002. - № 1. – С. 28-36.
- [11] Лупіков В.С. Наукові основи технології компенсації магнітного поля поблизу низьковольтних комплектних пристроїв: Автореф. дис. д-ра техн. наук: 05.09.01 / Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут". – Харків, 2003. – 40 с.
- [12] Клименко Б.В., Лупиков В.С., Крюкова Н.В. Вероятностная оценка размеров объемного источника магнитного поля // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 66. – С. 112-119.

Поступила 02.08.2004

КОМПЕНСАЦИЯ ТЕРМОМЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ В ОПТИЧЕСКОМ КАБЕЛЕ

Морозов И.В.
ОАО "Одескабель"
Украина, 61002, Одесса, ул. Николаевская, 144

Оптичне волокно має малу стійкість до зусиль, що його розтягують. В кабелях застосовують силові та армируючі елементи, які зменшують зусилля. Особливість арамидних ниток – негативний температурний коефіцієнт лінійного розширення. Виконані розрахунки показують, що число арамидних ниток повинно бути оптимальним для уникнення подовження оптичного кабелю.

Оптическое волокно имеет низкую стойкость к растягивающим усилиям. В кабелях применяют силовые и армирующие элементы, которые демпфируют усилия. Особенность арамидных нитей – отрицательный температурный коэффициент линейного расширения. Выполненные расчеты показывают, что число арамидных нитей должно быть оптимальным для исключения удлинения оптического кабеля.

ВВЕДЕНИЕ

Оптические волокна в волоконно-оптических кабелях чувствительны к механическим нагрузкам. Для их защиты применяют два вида армирующих силовых элементов: центральные – на основе стеклопластиковых стержней, стальных проволок, имеющие *положительный* температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) и периферийные – на основе высокопрочных нитей, имеющие *отрицательный* ТКЛР. Армирующие силовые элементы принимают на себя силы сжатия и растяжения. Относительное удлинение (ϵ) оптического кабеля в процессе прокладки и эксплуатации не должно превышать 1%, а оптического волокна ($\epsilon_{ов}$) – не более 0,5% (рис.1). Только в этом случае гарантируется 30-летний срок службы кабеля.

Диапазон рабочих температур кабелей достаточно широк: от -40°C до $+50^{\circ}\text{C}$. При сезонных колебаниях температуры как сам оптический кабель, так и его конструктивные элементы испытывают линейные изменения размеров.

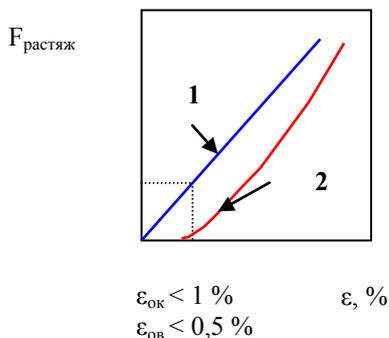


Рис.1 Растяжение оптического кабеля (1) и волокна (2) под действием внешних сил

Цель статьи – выбор и обоснование материалов силовых и армирующих элементов в оптическом кабеле с точки зрения компенсации термомеханических напряжений. ТКЛР кварца составляет $\alpha_{кв} = 5,7 \cdot 10^{-7} 1/^{\circ}\text{C}$, что на два – три порядка меньше ТКЛР материалов элементов кабеля.

СИЛОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В качестве центрального силового элемента в оптических кабелях модульной конструкции применение стеклопластика более предпочтительно, т.к. снимает проблему заземления. Стеклопластик имеет высокие физико-механические характеристики, прочность на разрыв и сжатие, высокое значение модуля

Юнга, малое удлинение при разрыве, высокие диэлектрические свойства, низкое значение ТКЛР /1/.

В качестве армирующих элементов используются высокопрочные высокомодульные углеводородные ПАН-волокна, органические волокна на основе гибкоцепных полимеров, арамидные волокна на основе жидкокристаллических полиамидов (волокна Кевлар, Тварон, Терлон) и их сополимеров (волокна СВМ, Армос, Технора) / 2 -3/.

Углеродные волокна классифицируют в зависимости от их прочности и модуля упругости E на высокопрочные (> 3 ГПа) и сверхвысокопрочные (более 5 ГПа), низко модульные (менее 100 ГПа), средне- (200-320 ГПа), высоко- (более 350 ГПа) и ультравысоко модульные (более 450 ГПа)]. Однако такие волокна очень дорогие.

Волокна на основе высокомолекулярного сверхвысокоориентированного полиэтилена (ПЭ) считаются перспективными для использования в качестве армирующих материалов. Но они имеют положительный ТКЛР.

Таблица 1
Физико-механические свойства углеродных ПАН-волокон

Тип волокна	Марка волокна	Прочность σ , ГПа	Модуль упругости E , ГПа	Предельная деформация ϵ , %
Средне-модульные	T1000	7,20	300	2,4
	T800	5,70	300	1,90
Высоко-модульные и ультравысоко-модульные	M40	2,80	400	0,60
	M55J	3,70	550	0,70
	HM-60	3,00	600	0,50

Наиболее известными высокопрочными и высокомодульными органическими волокнами являются арамидные волокна на основе жидкокристаллических полиамидов (волокна Кевлар, Тварон, Терлон) и их сополимеров (волокна СВМ, Армос, Технора). Первым из них в 1971 г. появилось волокно Кевлар (Fiber D, PRD – первоначальные названия), созданное американской фирмой "Дюпон де Немур". Позже аналогичные волокна Тварон и Терлон были разработаны фирмой "Akzo Nobel" (Голландия).

Сополимерное волокно марки СВМ (первоначальное название ВНИИВЛОН) и марки Армос, разработанное в НПО "Химволокно" (Россия) выпускается в промышленном масштабе с конца 1970-х годов. В

настоящее время ассортимент органических волокон весьма велик. Путем модификации состава, условий вытягивания и термообработки удается варьировать их упруго-прочностные свойства. Например, выпускается более 12 типов волокна Кевлар с прочностью от 2 до 3,8 ГПа и модулем упругости от 70 до 190 ГПа. Высокие механические свойства волокон сочетаются с тепловыми, главное из которых – **отрицательный ТКЛР**. Для обеспечения высокой устойчивости к растягивающим нагрузкам, гибкости, уменьшения массы кабеля, компенсации линейного расширения применяются именно такие нити.

Таблица 2
Физико-механические свойства волокон на основе ПЭ

Марка волокна	Прочность, σ , ГПа	Модуль упругости E, ГПа	Предельная деформация, ϵ , %	Плотность ρ , кг/м ³
Спектра-900	2,7	124	4,5	960
Спектра-1000 (США)	3,2	177	-	970
Дайнема SK-60	2,7	87	3,5	970
Дайнема SK-66 (Голландия)	3,1	100	3,5	970
Текмилон (Япония)	2,5-2,9	100	5,1	960

Таблица 3

Тип силового элемента	Прочность σ , ГПа	Модуль упругости E, ГПа	Предельная деформация, ϵ , %	ТКЛР, 10^{-6} 1/°C
Кевлар 49	3,07	114	2,5	- 2
Кевлар 29	2,95	72	3,6	- 2
Тварон 1055	2,9	125	2,5	- 3
Стеклопластиковый стержень	1,5	50	3	+ 6
Стальная проволока	1,96	200	2,0	+ 6,6

Нескрученные нити обеспечивают более высокие растягивающие усилия при тех же относительных удлинениях, что и скрученные (рис.2). Причем величина растягивающих усилий зависит от линейной плотности арамидных нитей (рис.3).

Растяж,

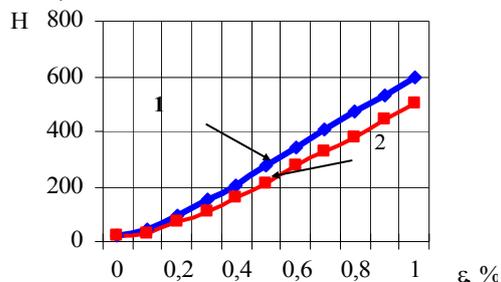


Рис.2 Зависимость относительного удлинения от растягивающей силы для арамидных нитей Тварон 1052 линейной плотностью 8050 дтекс
1 – нескрученные нити; 2 – скрученные

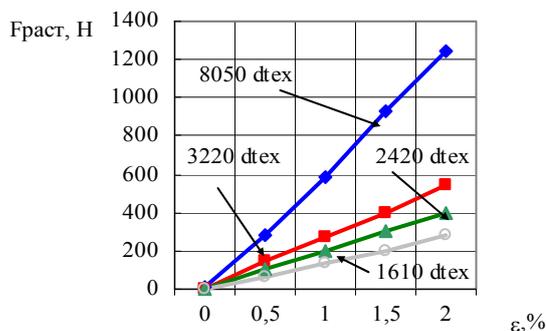


Рис.3 Зависимости растягивающего усилия от относительного удлинения скрученных нитей Тварон 1052 при разных линейных плотностях

МОДЕЛЬ ДЛЯ РАСЧЕТА

Расчет термомеханических напряжений в оптическом кабеле выполнен в предположении, что сжатие и растяжение под действием изменения температуры принимают на себя только стеклопластиковый стержень и арамидные нити. Длина элементов в свободном состоянии при рабочей температуре t равна:

$$l_{cm} = l_0 [1 + (t - t_0) \alpha_{cm}] \quad (1)$$

$$l_{арм} = l_0 [1 + (t - t_0) \alpha_{арм}] \quad (2)$$

где l_0 - длина элементов при температуре $t_0 = 20$ °C, α - ТКЛР стеклопластикового стержня и арамидных нитей.

При $t > 20$ °C стеклопластиковый стержень - удлиняется, а арамидные нити - укорачиваются. В элементах возникают напряжения растяжения и сжатия соответственно.

В связанном состоянии, в кабеле, длина элементов l будет одинакова (рис.4):

$$l = \frac{l_{cm} S_{cm} E_{cm} + l_{арм} S_{арм} E_{арм}}{S_{cm} E_{cm} + S_{арм} E_{арм}}, \quad (3)$$

где $S_{ст}$, $S_{арм}$ - площади, $E_{ст}$, $E_{арм}$ - модули упругости стеклопластикового стержня и арамидных нитей соответственно.

Изменение линейных размеров каждого из элементов составит:

$$\Delta l_{cm} = l - l_{cm} \quad (4)$$

$$\Delta l_{арм} = l - l_{арм} \quad (5)$$

Термомеханические напряжения, возникающие в элементах, будут равны:

$$\sigma_{cm} = \epsilon_{cm} E_{cm} \quad (6)$$

$$\sigma_{арм} = \epsilon_{арм} E_{арм}, \quad (7)$$

где ϵ - относительное удлинение (укорочение) элементов, E - модуль упругости:

$$\epsilon_{cm} = \frac{l - l_{cm}}{l_0} \quad (8)$$

$$\epsilon_{арм} = \frac{l - l_{арм}}{l_0} \quad (9)$$

Сумма сил напряжения и сжатия с учетом свойства сплошности, обусловленных термомеханическими напряжениями в кабеле, будет равна нулю:

$$F_{cm} + F_{арм} = \sigma_{cm} S_{cm} + \sigma_{арм} S_{арм} = 0 \quad (10)$$

Общее термомеханическое напряжение и относительное удлинение кабеля составят:

$$\sigma_{от} = \frac{|\sigma_{cm}| S_{cm} + |\sigma_{арм}| S_{арм}}{S_{cm} + S_{арм}}, \quad (11)$$

$$\varepsilon_{кт} = \frac{\sigma_{от}}{E_o} = \frac{l-l_o}{l} \quad (12)$$

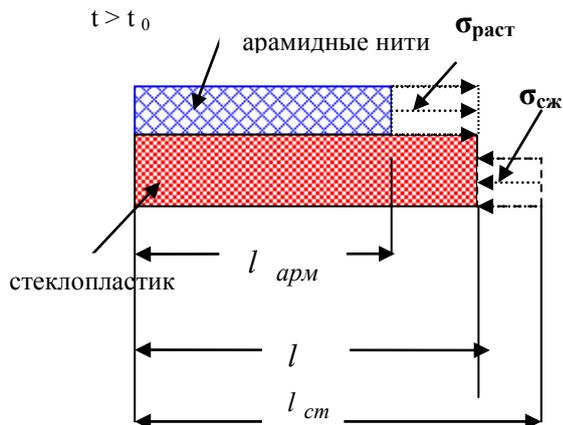


Рис.4 Изменение линейных размеров элементов оптического кабеля под действием температуры

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

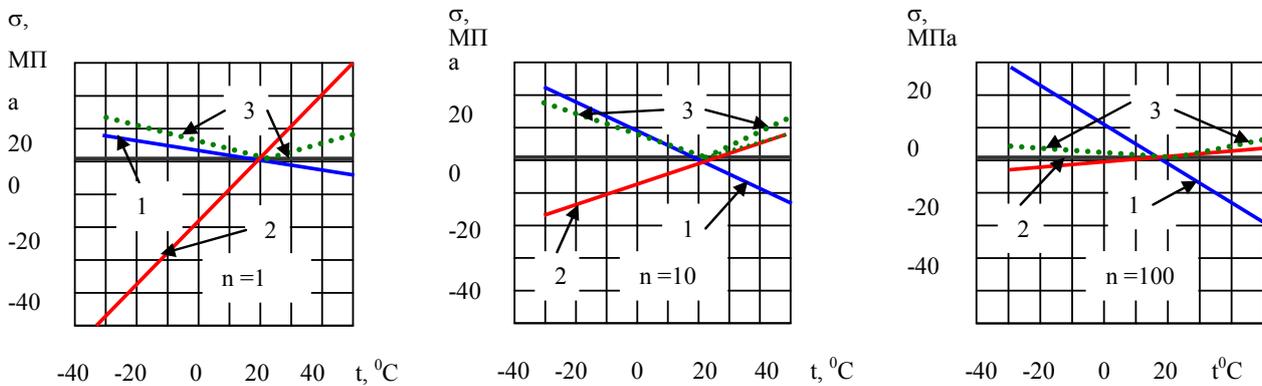
Расчет выполнен для стеклопластикового стержня диаметром $d_{ст} = 2,5$ мм и арамидных нитей (пасмы – «пучка» нитей) диаметром $d_{арм} = 1,05$ мм.

На рис.4 представлены результаты расчета термомеханических напряжений в оптическом кабеле при разном числе n арамидных нитей.

На рис.5 приведены результаты расчета относительного удлинения оптического кабеля под действием термомеханических напряжений.

ВЫВОДЫ

В оптическом кабеле происходит перераспределение термомеханических напряжений между стеклопластиковым стержнем и арамидными нитями. В области положительных температур ($t > 20$ °C) в стеклопластиковом стержне возникают напряжения сжатия, а в арамидных нитях – напряжения растяжения. При этом в самом кабеле наблюдаются напряжения растяжения. При большом числе нитей ($n > 10$) величина термомеханических напряжений в кабеле наименьшая. Однако стеклопластиковый стержень нагружен в большей степени, чем при меньшем числе нитей. Относительное удлинение кабеля в этом случае максимально. Кабель перекомпенсирован по числу нитей.



а) $n=1$; $d_{арм} = 1,05$ мм

б) $n=10$; $d_{арм}=10,5$ мм;

в) $n=100$; $d_{арм} = 105$ мм

Рис.5 Влияние числа арамидных нитей на термомеханические напряжения в оптическом кабеле

1 – напряжения в стеклопластиковом стержне; 2- напряжения в арамидных нитях; 3- общее напряжение в кабеле

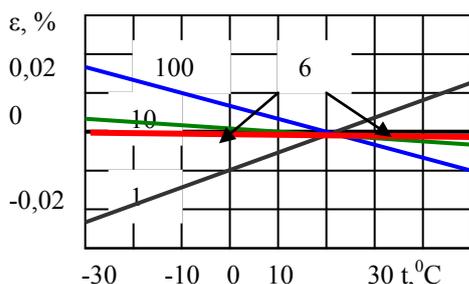


Рис 6 Зависимость относительного удлинения оптического кабеля от числа арамидных нитей

Путем подбора числа арамидных нитей можно обеспечить компенсацию термомеханических напряжений в оптическом кабеле. Так, оптимальное число нитей для приведенного расчета равно 6. При меньшем числе нитей оптический кабель испытывает удлинение в диапазоне температур $t > 20$ °C, т.е. недокомпенсирован. При большем числе нитей - испытывает укорочение, т.е. перекомпенсирован по числу нитей.

Максимальное значение относительного удлинения кабеля составляет 0,014 %, т. е. в 100 раз меньше допустимого. Однако под действием некомпенсиро-

ванного удлинения волокно также будет подвергаться растяжению. Важно, чтобы величина удлинения под действием, как термомеханических, так и внешних механических напряжений, была соизмерима с избыточной длиной волокна в оптическом модуле.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гроднев И.И., Ларин Ю.Т., Теумин И.И. Оптические кабели. Конструкции, характеристики, производство, применение. – М: Энергоатомиздат, 1991. – 264 с.
- [2] Иоргачев Д.В., Бондаренко О.В., Даценко А.Ф., Усов А.В. Волоконно-оптические кабели. Теоретические основы, конструирование и расчет, технология производства и эксплуатация. – Одесса: Астропринт, 2000. – 535с.
- [3] Андреев Б.В., Барышников Е.Н., Длютров О.В., Стародубцев И.И. Оптический модуль – основа волоконно-оптического кабеля // «Кабели и провода», журнал № 1, 2001- с. 22-25.

Поступила 01.06.2004

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХМЕРНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ТЕПЛОВЫХ ПОЛЕЙ В РОТОРЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Пантелют М.Г., к.ф.-м.н., с.н.с., Шульженко Н.Г., д.т.н., проф.

Институт проблем машиностроения НАН Украины

Украина, 61046, Харьков, ул. Дм. Пожарского, 2/10

Отдел вибрационных и термомеханических исследований

тел. (0572) 95-95-46, 94-27-01, факс (0572) 94-46-35, E-mail: SHULZH@ipmach.kharkov.ua

Приведено математичну модель для розрахунку двовимірних електромагнітних і теплових полів в роторі турбогенератора з метою визначення умов експлуатації та конструктивних рішень, які забезпечують припустимий рівень вібрацій та надійність експлуатації ротора.

Приведена математическая модель для расчета двухмерных электромагнитных и тепловых полей в роторе турбогенератора с целью определения условий эксплуатации и конструктивных решений, обеспечивающих допустимый уровень вибраций и надежность эксплуатации ротора.

Обеспечение допустимого уровня вибраций и термомеханической прочности роторов крупных турбогенераторов при стационарных, аварийных и несимметричных режимах эксплуатации является актуальной задачей современного электромашиностроения [1, 2]. Вид участка ротора турбогенератора приведен на рис. 1 [1].

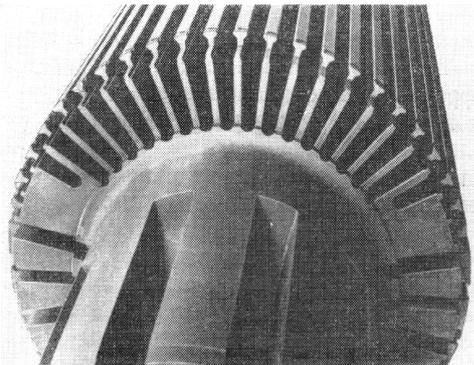


Рис. 1. Вид участка ротора турбогенератора

При стационарных режимах (вследствие особенностей конструкции статора [1-3]) в воздушном зазоре между статором и ротором возникают электромагнитные поля от высших пространственных гармонических составляющих магнитодвижущей силы обмотки статора. При этом наибольшее практическое значение имеют 5-я и 7-я пространственные гармоники электромагнитного поля в зазоре [3]. При аварийных и несимметричных режимах (например, при коротких замыканиях двух фаз обмоток статора, существенно несимметричной нагрузке различных фаз обмоток статора и т.п.) в воздушном зазоре между статором и ротором возникают электромагнитные поля обратной последовательности удвоенной частоты (100 Гц) [4]. Указанные электромагнитные поля вращаются относительно ротора турбогенератора и наводят в нем вихревые токи значительной величины [3, 4]. Вследствие относительно высокой частоты вихревые токи в основном сосредоточиваются в поверхностном слое

толщиной несколько миллиметров по глубине ротора (явление скин-эффекта). Вихревые токи вызывают значительные потери, существенно неравномерное распределение температуры по сечению ротора, а также интенсивный локальный нагрев (примерно до 400 °С [4]) ряда важных конструктивных элементов ротора, таких как немагнитные клинья, удерживающие обмотку возбуждения в пазах ротора, демпфирующие обмотки и др. Это может привести к возникновению следующих негативных механических явлений в роторе турбогенератора:

- тепловой небаланс и, как следствие, повышенные вибрации ротора [1];

- высокий уровень статических термических напряжений в перегретых участках ротора, что может привести к разрушению ротора вследствие возникновения круговых трещин в его теле [4].

Таким образом, требования обеспечения допустимого теплового, вибрационного и термомеханического состояния ротора турбогенератора накладывают ограничения на величину и время протекания токов при аварийных и несимметричных режимах (например, тока обратной последовательности i_2), а также на условия эксплуатации на стационарных режимах. Так, в случае короткого замыкания необходимо обеспе-

чить допустимое значение величины $\int_0^t i_2^2 dt$ [4], при

котором вибрации ротора не превышают заданную величину, а также не возникают повреждения ротора.

Для определения допустимых (с точки зрения теплового, вибрационного и термомеханического состояния ротора турбогенератора) режимов эксплуатации и конструктивных решений элементов ротора необходимо выполнить комплексные исследования электромагнитных, тепловых и механических процессов в роторе при стационарных, аварийных и несимметричных режимах эксплуатации. В современных условиях ограниченного финансирования исследова-

ния целесообразно выполнять методами компьютерного моделирования, которые требуют существенно меньших затрат по сравнению с многовариантными натурными экспериментами. Целью настоящей работы является разработка эффективной методики расчетного исследования электромагнитных и тепловых процессов в роторе турбогенератора при стационарных, аварийных и несимметричных режимах эксплуатации для выработки рекомендаций по обеспечению допустимого теплового, вибрационного и термомеханического состояния ротора.

Предлагаемая методика компьютерного моделирования электромагнитных и тепловых процессов в роторе турбогенератора разработана на основе следующих предположений:

- ток во всех участках ротора протекает в осевом направлении, что обосновывается большим отношением длины к диаметру типовых роторов турбогенераторов. Следовательно, моделирование электромагнитных и тепловых процессов может быть выполнено в двумерной постановке в декартовой системе координат [4];

- токи обмотки статора заменяются поверхностным током на поверхности статора [4], т.к. сердечник статора изготовлен из стали с бесконечной магнитной проницаемостью;

- на первом этапе расчетов не учитывается существенно нелинейная зависимость магнитной проницаемости стали ротора от напряженности магнитного поля и используется постоянное среднее значение магнитной проницаемости [4]. В дальнейшем предполагается разработка сходящихся итерационных процессов для учета реальных магнитных свойств материала ротора.

Распределение электромагнитного поля описывается нестационарным нелинейным уравнением [4, 5]:

$$\gamma(T) \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu(H, T)} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu(H, T)} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0, \quad (1)$$

где A – векторный магнитный потенциал, Вб/м; γ – удельная электрическая проводимость, зависящая от температуры, См·м⁻¹; μ – магнитная проницаемость, в общем случае зависящая от напряженности магнитного поля и температуры, Гн·м⁻¹; J_0 – плотность тока стороннего источника, А·м⁻²; T – температура, °С; H – напряженность магнитного поля, А·м⁻¹.

Уравнение (1) решается при граничных условиях, соответствующих выбранному варианту расчетной схемы ротора. Например, в случае рассмотрения 1/4 части поперечного сечения ротора граничные условия имеют следующий вид (рис. 2) [4]:

- на оси симметрии ($x = 0$): $\partial A / \partial x = 0$;
- на оси антисимметрии ($y = 0$): $A = 0$;
- на удаленных границах Γ в диэлектрических под областях: $A_{\Gamma} = 0$.

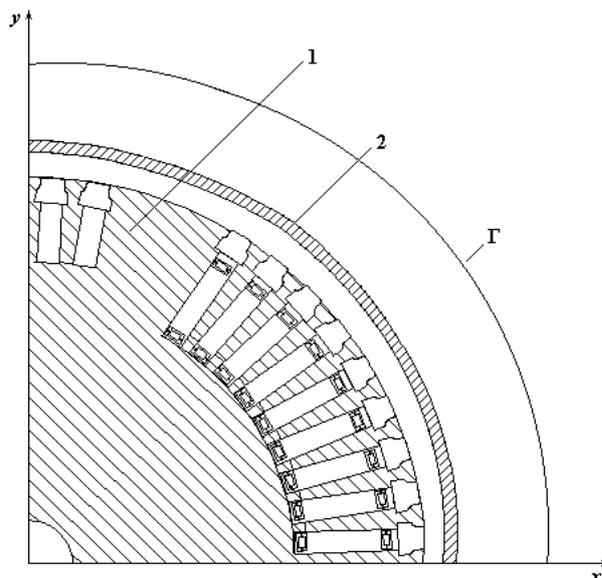


Рис. 2. Расчетная схема ротора турбогенератора (1/4 часть поперечного сечения)
1 – ротор, 2 – подобласть с заданной плотностью тока статора; Г - удаленная граница

При исследовании полей обратной последовательности целесообразно рассматривать 1/2 часть поперечного сечения ротора.

Решение уравнения (1) представляет собой пространственное и временное распределение векторного магнитного потенциала $A(x, y, t)$, которое позволяет определить распределение плотности вихревых токов J и внутренних источников тепла Q для решения задачи теплопроводности [4, 5]:

$$J = -\gamma \frac{\partial A}{\partial t}; \quad Q = \frac{1}{\gamma} J^2. \quad (2)$$

В качестве тока в обмотке статора задается, например, сила тока обратной последовательности i_2 при коротком замыкании фаз В и С турбогенератора [4]:

$$i_b = -i_c = \sqrt{3} E_d \left[\frac{1}{x_d + x_2} + \left(\frac{1}{x_d' + x_2} - \frac{1}{x_d + x_2} \right) e^{-t/T_{d1-1}'} + \left(\frac{1}{x_d'' + x_2} - \frac{1}{x_d' + x_2} \right) e^{-t/T_{d1-1}''} \right] \cos(\omega t + \lambda);$$

$$|i_2| = \frac{|i_b|}{\sqrt{3}},$$

где использованы общепринятые в электромашиностроении обозначения.

При решении уравнения (1) ток в обмотке статора заменяется соответствующей плотностью тока в подобласти незначительной толщины (рис. 2).

Распределение температурного поля в роторе турбогенератора описывается нестационарным уравнением теплопроводности [6]:

$$c_p(T) \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(k(T) \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k(T) \frac{\partial T}{\partial y} \right) + Q, \quad (3)$$

где c_p – объемная теплоемкость, зависящая от температуры, Дж·м⁻³·К⁻¹; k – теплопроводность, зависящая от температуры, Вт·м⁻¹·К⁻¹; Q – объемная плотность внутренних источников тепла, определяемая по результатам расчета электромагнитного поля по формуле (2), Вт·м⁻³.

Уравнение (3) решается с граничными условиями симметрии на осях симметрии расчетной области (рис. 2) и с граничными условиями III рода [6], описывающими водяное или водородное охлаждение ротора генератора. Учитываются зависимости теплофизических свойств материалов от температуры.

Полученное нестационарное распределение температуры может быть использовано для определения вибрационного и термонапряженного состояния ротора в процессе эксплуатации турбогенератора. Кроме того, для учета зависимости электрофизических свойств материалов от температуры может быть выполнено многократное итерационное совместное решение уравнений электромагнитного поля (1) и теплопроводности (3). В этом случае решение уравнения (1) выполняется со свойствами материалов, соответствующими распределению температуры, полученному при решении уравнения (3) на предыдущей итерации.

Для компьютерного моделирования электромагнитного, теплового и, впоследствии, механического состояния ротора турбогенератора целесообразно использовать метод конечных элементов [7-10], представляющий собой универсальный метод решения уравнений математической физики применительно к явлениям различной физической природы. Реализация метода конечных элементов позволяет разработать эффективное прикладное программное обеспечение для исследования процессов в роторе турбогенератора с использованием персональных компьютеров.

Предложенная в настоящей работе методика компьютерного моделирования электромагнитных и тепловых процессов в роторах турбогенераторов на различных режимах может быть эффективно использована для выполнения многовариантных численных исследований с целью определения условий эксплуатации и конструктивных решений, обеспечивающих допустимый уровень вибраций и надежность эксплуатации турбогенератора.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Турбогенераторы. Расчет и конструкция / Титов В.В., Хуторецкий Г.М., Загородная Г.А. и др. – Л.: Энергия, 1967. – 895 с.
- [2] Хуторецкий Г.М., Токов М.И., Толвинская Е.В. Проектирование турбогенераторов. – Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 256 с.
- [3] Данилевич Я.Б., Кашарский Э.Г. Добавочные потери в электрических машинах. –Л.: ГЭИ, 1963. – 214 с.
- [4] Bhargava S.C. Negative-sequence currents, losses and temperature rise in the rotor of a turbogenerator during transient unbalanced operation. – Electric Machines and Power Systems.– 1983, v. 8. – P. 155–168.
- [5] Демирчян К.С. Моделирование магнитных полей. – Л.: Энергия, 1974. – 288 с.
- [6] Лыков А.В. Теория теплопроводности. – М.: Высшая школа, 1967. – 599 с.
- [7] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [8] Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. – М.: Мир, 1979. – 392 с.
- [9] Gontarowsky P.P., Pantelyat M.G. Application of the finite element method to coupled eddy current, thermal and mechanical problems. – Proceedings of the 6th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz, Austria, September 1994. – P. 300-308.
- [10] Pantelyat M.G. Coupled electromagnetic, thermal and elastic-plastic simulation of multi-impulse inductive heating.– International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics.– 1998, v. 9.– P. 11 – 24.

Поступила 21.07.2004

АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ МАКСИМАЛЬНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ НАГРЕВА МАССИВНОГО ПРОВОДНИКА ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ

Баранов М.М.

Ростовский государственный университет

Россия, 344090, Ростов-на-Дону, ул. Зорге, 5, РГУ, кафедра прикладной электродинамики и компьютерного моделирования

Баранов М.И., д.т.н., Носенко М.А.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

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

тел. (057) 707-68-41, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

Отримані формули для наближеного аналітичного розрахунку у сталому режимі поверхню температури масивного немагнітного та однорідного провідника довільної конфігурації поперечного перерізу зі імпульсним струмом, якій змінюється стосовно різним та характерним у імпульсній техніці часовим залежностям. Ці формули можливо знайдуть практичне застосування при електротеплових розрахунках у задачах електрофізики, електротехніки, радіофізики та електроенергетиці.

Получены формулы для приближенного аналитического расчета в установившемся режиме поверхностной температуры массивного немагнитного и однородного проводника произвольной конфигурации поперечного сечения с импульсным током, изменяющимся по различным и характерным для импульсной техники временным зависимостям. Данные формулы могут найти практическое применение при электротепловых расчетах в задачах электрофизики, электротехники, радиофизики и электроэнергетики.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании, анализе и выборе режимов работы массивных не – и изолированных токопроводов различного поперечного профиля (например, круглого, прямоугольного и др.), широко применяемых в устройствах электротехники (электрических аппаратах и машинах высокого напряжения [19]) и электроэнергетики (экранированных генераторных выводах энергоблоков, воздушных и кабельных линиях электропередачи, высоковольтных выключателях, силовых трансформаторах и токоограничивающих реакторах [12]), а также в устройствах радиотехники (силовых фидерах электрооборудования и направляющих электромагнитных структурах теле – и радиопередающих и радиолокационных станций [14]) и сильноточных устройствах высоковольтной импульсной техники (мощных электрофизических установках технологического и научно-исследовательского назначения [11,20]), необходимо уметь рассчитывать тепловое состояние указанных токопроводов, испытывающих воздействие протекающих по ним переменных (импульсных) как установившихся, так и переходных токов. Углубленное исследование температурных полей в токоведущих частях с импульсным током указанной техники требует использования как численных, так и аналитических методов для их математического моделирования. В [3,7,8,16] приведены результаты численного решения с помощью конечно-разностного метода одномерных нестационарных нелинейных электротепловых задач для круглых и плоских немагнитных токопроводов электроустановок с импульсным током различных временных форм, учитывающие влияние нелинейной диффузии в них импульсных магнитных полей. Наряду с этим для прак-

тических расчетов температурных полей разнообразных массивных токопроводов специалистам целесообразно иметь аналитические соотношения для приближенной и экспертной оценки максимальной (как правило, поверхностной) температуры нагрева их материала на протяжении всего процесса протекания по токопроводам заданных импульсных токов $i(t)$, изменяющихся во времени t по произвольному закону. Несмотря на то, что такие соотношения по своей точности уступают уточненным с учетом влияния нелинейных режимов работы массивных неферромагнитных токопроводов численным расчетам на ПЭВМ в них не – и стационарных температурных полей, однако возникающие из-за их простоты (аналитичности) технические преимущества, удобства и требуемые малые затраты машинного времени для пользователя могут приобретать решающее значение при выборе последним методов их расчета. В настоящее время подобные аналитические соотношения для приближенного расчета максимальной температуры нагрева массивных немагнитных токопроводов импульсным током практически отсутствуют. Имеющиеся расчетные материалы касаются, в основном, нагрева проводников постоянным или гармоническим током и не учитывают влияния на динамику изменения их температуры как временной формы, так и длительности токового импульса, а также характера распределения по поперечному сечению проводников протекающего по ним переменного или импульсного тока [11,14,21]. В [12] расчет температуры токоведущих частей силового электрооборудования с переменным током производится графическим методом по кривым нагрева различных металлов, построенным для постоянной по

сечению проводника плотности тока. Известные подходы при аналитическом решении электротепловых задач для токопроводов силовых электроустановок, изложенные в [19,23], предполагают также равномерное распределение переменного тока по их поперечному сечению, которое на практике зачастую не выполняется и приводит к заниженным расчетным значениям температуры нагрева массивных проводников.

Целью данной статьи является получение простых аналитических соотношений для приближенного расчета в установившемся режиме максимальной поверхностной температуры нагрева массивного немагнитного проводника произвольного поперечного сечения импульсным током различных временных форм, наиболее часто использующихся на практике в устройствах электротехники, электроэнергетики, радиотехники и высоковольтной импульсной техники.

ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ, ОГРАНИЧЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для общности рассмотрим в декартовой системе координат окруженный воздушной средой плоский массивный элемент прямоугольной формы (шириной a , длиной b и толщиной h) немагнитного изотропного проводника произвольной конфигурации поперечного сечения, по которому в направлении оси OY протекает импульсный ток $i(t)$ и для которого выполняются следующие соотношения: $a, b \gg h$ и $h \gg \Delta_{\sigma}$, где Δ_{σ} - толщина электрического (токового) скин-слоя в массивном элементе проводника [11,17] (Рис.1). Пусть атмосферные условия в окружающей среде таковы, что давление воздуха составляет 101,3кПа, а его температура равна $\theta_0=20$ °С. Примем, что для рассматриваемого элемента проводника с импульсным током $i(t)$ токи смещения пренебрежимо малы по сравнению с токами проводимости, то есть электромагнитные процессы в проводнике квазистационарны [11,16].

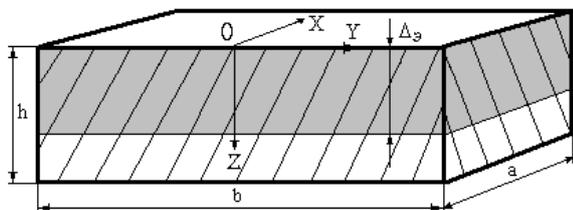


Рис. 1. Расчетная модель плоского массивного элемента немагнитного и однородного проводника с импульсным током

Считаем, что достигаемая в рассматриваемом элементе проводника за счет джоулева нагрева температура такова, что ее влиянием на электро- и теплофизические характеристики его материала и пространственно-временное распределение в последнем напряженности установившегося переменного магнитного поля $H(z,t)$, вызванной протекающим по проводнику током $i(t)$ и удовлетворяющей условиям

Дирихле [1], можно пренебречь [2,11]. Кроме того, кратковременный нагрев материала исследуемого элемента и проводника в целом происходит в адиабатическом режиме, при котором теплоотдачу в окружающую воздушную среду и влияние теплопроводности материала можно не учитывать. Исследование стационарного температурного поля массивного элемента проводника выполним применительно к заданной на его плоской наружной поверхности ($z=0$) напряженности внешнего импульсного магнитного поля (ИМП) $H_s(0,t)$ и в случае отсутствия напряженности ИМП на его плоской внутренней поверхности ($z=h$), то есть для случая полного затухания электромагнитного поля в проводнике. Важно отметить, что для большинства применяемых на практике геометрических форм поперечных сечений массивного проводника аналитические соотношения между значениями тока $i(t)$ в проводнике и напряженности магнитного поля $H_s(0,t)$ на его поверхности хорошо известны [11,17,20]. При отсутствии известных подобных соотношений последние приближенно могут быть получены на основании закона полного тока [17]. Поэтому для специалистов переход от заданных (известных) значений $i(t)$ к $H_s(0,t)$ в проводнике и наоборот никаких трудностей не вызывает.

Требуется с учетом принятых допущений и ограничений получить аналитические решения линейной задачи о стационарном температурном поле на наружной поверхности плоского массивного элемента немагнитного проводника произвольной формы поперечного сечения, нагреваемого протекающим по нему в условиях проявления поверхностного эффекта импульсным током $i(t)$, изменяющимся во времени t по характерным для указанных выше областей техники зависимостям.

ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Известно, что при постоянном удельном электросопротивлении материала рассматриваемого массивного элемента немагнитного проводника с импульсным током $i(t)$ для его поверхностной температуры $\theta_{st}(0,t)$ можно записать [9]:

$$\theta_{st}(0,t) = \frac{J_{cs}}{c_0 \gamma_0} + \theta_0, \quad (1)$$

где $J_{cs} = \int_0^t \delta_s^2(0,t) dt$ - интеграл тока [9,11];

$\delta_s(0,t)$ - плотность импульсного тока на наружной поверхности ($z=0$) рассматриваемого массивного элемента проводника; c_0 - удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала массивного элемента проводника (при $\theta_0=20$ °С для алюминия - $c_0=2,7 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С; для меди - $c_0=3,92 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С [11]); γ_0 - удельная электропроводимость

материала массивного элемента проводника (при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ для алюминия – $\gamma_0 = 3,61 \cdot 10^7 \text{Cm/m}$; для меди – $\gamma_0 = 5,81 \cdot 10^7 \text{Cm/m}$ [11]).

Из (1) видно, что расчет температуры $\theta_{st}(0, t)$ при заданных значениях c_0 и γ_0 для материала проводника в нашем случае сводится к нахождению интеграла тока J_{cs} , определяемого плотностью тока $\delta_s(0, t)$ в проводнике. Поверхностная плотность тока $\delta_s(0, t)$, в свою очередь, для плоского массивного элемента проводника может быть найдена из первого уравнения Максвелла [17]:

$$\delta_s(0, t) = - \left. \frac{\partial H}{\partial z} \right|_{z=0}. \quad (2)$$

Для определения напряженности магнитного поля $H(z, t)$ в проводнике и ее дальнейшего использования в (2) при нахождении поверхностной плотности тока $\delta_s(0, t)$ требуется при заданных краевых условиях для стационарной электротепловой задачи найти решение уравнения одномерной линейной магнитной диффузии в рассматриваемый массивный плоский проводник, имеющего следующий известный вид [11,16]:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \mu_0 \gamma_0 \frac{\partial H}{\partial t} = 0, \quad (3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Гн/м}$ – магнитная постоянная.

Из широкого многообразия временных зависимостей для импульсного тока $i(t)$ и соответственно плотности тока $\delta_s(0, t)$ в массивном проводнике, а также воздействующей на него напряженности внешнего магнитного поля $H_s(0, t)$ ограничимся рассмотрением нижеследующих случаев, характерных для вышеуказанных технических областей и приложений.

СЛУЧАЙ 1. Пусть для напряженности внешнего ИМП $H_s(0, t)$ справедливо выражение [11,12]:

$$H_s(0, t) = H_{ms} \sin \omega t, \quad (4)$$

где H_{ms} , ω – соответственно амплитуда и круговая частота напряженности магнитного поля на наружной поверхности ($z=0$) массивного элемента проводника.

Как известно, в этом случае плотность импульсного тока $\delta_s(0, t)$ на наружной поверхности плоского массивного элемента проводника для стационарного режима будет равна [11]:

$$\delta_s(0, t) = \sqrt{2} H_{ms} (\Delta \dot{\gamma})^{-1} \sin(\omega t + \pi/4), \quad (5)$$

где $\Delta \dot{\gamma} = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \gamma_0}}$ [11, 17].

Воспользовавшись выражениями (1) и (5), после интегрирования в J_{cs} по t для превышения поверхно-

стной температуры массивного проводника $\theta_{sn}(0, t)$, вызванного протекающим по нему синусоидальным током $i(t)$ и соответственно воздействующей на него напряженности ИМП вида (4), в безразмерном виде получаем:

$$\theta_{sn}^*(0, \varphi) = \varphi + \sin^2 \varphi, \quad (6)$$

где $\theta_{sn}^*(0, \varphi) = \theta_{sn}(0, \varphi) / \theta_{ms}$; $\theta_{sn}(0, \varphi) = \theta_{sn}(0, t) = (\theta_{st} - \theta_0)$; θ_{st} – температура на наружной поверхности проводника в процессе воздействия на него импульсного тока; $\theta_{ms} = \mu_0 H_{ms}^2 / 2c_0$ – базисное значение температуры; $\varphi = \omega t$.

Из выражения (6) в частном случае при $\varphi = \pi$ можно получить известную в технике сильных электрических и магнитных полей приближенную формулу (10.85) из [20] для превышения температуры нагрева рабочей поверхности массивного тела одновиткового соленоида (концентратора ИМП) за первую полуволну синусоидального разрядного тока емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) высоковольтной электрофизической установки (ВЭФУ) и соответственно за первый полупериод генерируемого им в воздушном рабочем объеме соленоида ИМП, имеющую в принятых нами обозначениях такой вид:

$$\theta_{sn}(0, \pi / \omega) = \pi \mu_0 H_{ms}^2 / 2c_0. \quad (7)$$

На рис.2 приведены построенные по формулам (4) и (6) безразмерные зависимости для напряженности внешнего магнитного поля $H_s^*(0, \varphi) = H_s(0, \varphi) / H_{ms}$ и превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ в функции от φ , носящие обобщенный характер. Из временной зависимости для $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ в установившемся режиме (кривая 2 на рис.2) видно, что температура на поверхности исследуемого проводника с гармоническим током нарастает на участке каждой полуволны тока практически идентичным ступенчатым образом и изменяется прямо пропорционально квадрату амплитуды напряженности воздействующего магнитного поля H_{ms} и величине его фазы φ . При этом условно можно считать, что кривая для $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ при $t > \pi / \omega$ носит приближающийся к колебательному процессу характер, определяемый вторым слагаемым в правой части выражения (6), то есть членом $\sin^2 \varphi$. Из кривой 2 на рис.2 следует, что в стационарном режиме на поверхности массивного токопровода с синусоидальным током при $\varphi = 4\pi$ отношение плотности тепловой энергии $w_T = c_0 \theta_{sn}(0, t)$ к максимальной плотности магнитной энергии $w_M = \mu_0 H_{ms}^2 / 2$ численно составляет значение, примерно равное $w_T / w_M = \theta_{sn}^* = 12,7$.

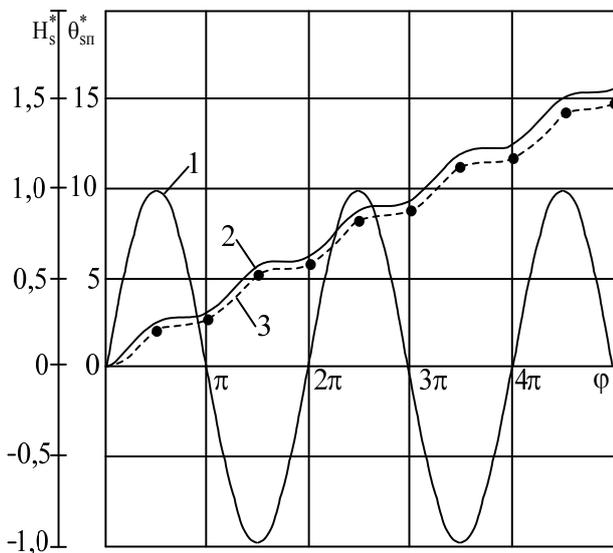


Рис.2. Зависимости $H_s^*(0, t)$ и $\theta_{sn}^*(0, t)$ от φ для напряженности внешнего ИМП вида (4)

Жирными точками и соответственно штриховой кривой 3 на рис.2 показаны результаты численного расчета нестационарной нелинейной электротепловой задачи для $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$, выполненного применительно к рассматриваемому случаю для массивного круглого медного токопровода диаметром $d=1,13\text{мм}$ ($d/\Delta_3=4,1$) с переменной удельной электропроводимостью γ_0 его материала по методике, приведенной в [7]. Из указанных графических зависимостей на рис.2 следует, что превышение поверхностной температуры $\theta_{sn}(0, \varphi)$ массивного немагнитного проводника для первой четверти волны синусоидального тока в установившемся режиме (кривая 2) при $\varphi=1,27$ примерно в 1,35 раза больше, чем в переходном режиме (кривая 3). К концу первого периода колебаний тока ($\varphi=2\pi$) это отношение превышений поверхностных температур уменьшается и составляет около 1,15, а к окончанию второго периода ($\varphi=4\pi$) – лишь 1,08. Такое изменение для превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}(0, \varphi)$ массивного немагнитного проводника с синусоидальным током в зависимости от режима возбуждения в нем электромагнитного и соответственно теплового полей находится в полном согласии с результатами работ [2,5,16] по установлению длительности протекания переходного электромагнитного процесса в массивном проводнике с импульсным током синусоидальной формы. В этой связи расчеты превышения температуры $\theta_{sn}(0, \varphi)$ на поверхности массивного немагнитного проводника по формуле (6) могут рассматриваться как оценочные, дающие в адиабатическом режиме завышенные результаты и определяющие максимально возможные значения его температуры $\theta_{st}(0, t)$.

Отметим, что полученная формула (6) может быть использована при приближенном расчете и анализе квазистационарного нагрева массивных токопроводов, используемых в цепях силовых электроустановок промышленной частоты 50Гц, работающих в нормальных режимах [12], а также кратковременного процесса индукционного нагрева немагнитных толстостенных металлических заготовок гармоническим током [18] и, кроме того, в оценочных расчетах температуры массивной ошиновки разрядных цепей ВЭФУ с ЕНЭ на участке первой полуволны их тока $i(t)$, определяющей наибольшую амплитуду напряженности рабочего магнитного поля в полеобразующих устройствах (например, в соленоидах и концентраторах ИМП) и приближающейся к синусоидальной форме [20].

СЛУЧАЙ 2. Примем, что для напряженности внешнего ИМП $H_s(0, t)$ выполняется широко распространенное на практике соотношение вида [6,16]:

$$H_s(0, t) = k_H H_{ms} \exp(-\delta t) \sin \omega t, \quad (8)$$

где δ - коэффициент затухания напряженности магнитного поля на наружной поверхности массивного элемента проводника; $k_H = [\exp(-\delta/\omega) \operatorname{arctg} \delta/\omega \sin(\operatorname{arctg} \delta/\omega)]^{-1}$ — нормирующий коэффициент [5,7].

Для такой временной формы внешнего ИМП классическое выражение, описывающее в установившемся режиме изменение плотности $\delta_s(0, t)$ импульсного тока на поверхности плоского массивного немагнитного элемента проводника, имеет следующий вид [5,10]:

$$\delta_s(0, t) = \sqrt{2} k_H H_{ms} (\Delta_3)^{-1} \sqrt{(\delta/\omega)^2 + 1} \times \exp(-\delta t) \cdot \sin(\omega t + \pi/4 + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega). \quad (9)$$

Тогда с учетом (1) и (9) в безразмерной форме аналитическое выражение для превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}(0, \varphi)$ массивного проводника с затухающим синусоидальным током $i(t)$ в установившемся режиме принимает ниже-следующий вид:

$$\begin{aligned} \theta_{sn}^*(0, \varphi) = & k_H^2 \sqrt{(\delta/\omega)^2 + 1} \times \\ & \times \{ 0,5(\delta/\omega)^{-1} + [1 + (\delta/\omega)^2]^{-1} \times \\ & \times [(\delta/\omega) \sin^2(\pi/4 + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) + \sin(\pi/4 + \\ & + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) \cos(\pi/4 + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) - 0,5 \times \\ & \times (\delta/\omega)] - 0,5(\delta/\omega)^{-1} \exp(-2\varphi\delta/\omega) - \\ & - [1 + (\delta/\omega)^2]^{-1} \exp(-2\varphi\delta/\omega) \times \\ & \times [(\delta/\omega) \sin^2(\varphi + \pi/4 + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) + \\ & + \sin(\varphi + \pi/4 + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) \cdot \cos(\varphi + \pi/4 + \\ & + 0,5 \operatorname{arctg} \delta/\omega) - 0,5(\delta/\omega)] \}. \quad (10) \end{aligned}$$

Из (10) явствует, что искомое превышение поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ зависит практически от двух безразмерных величин – значений фазы φ и отношения δ/ω , характеризующего степень затухания тока $i(t)$ в проводнике.

На рис.3 в обобщенном виде изображены временные изменения напряженности внешнего ИМП $H_s^*(0, \varphi)$ (кривая 1) и превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ (кривая 2), построенные соответственно по (8) и расчетной формуле (10) при $\delta/\omega=0,185$.

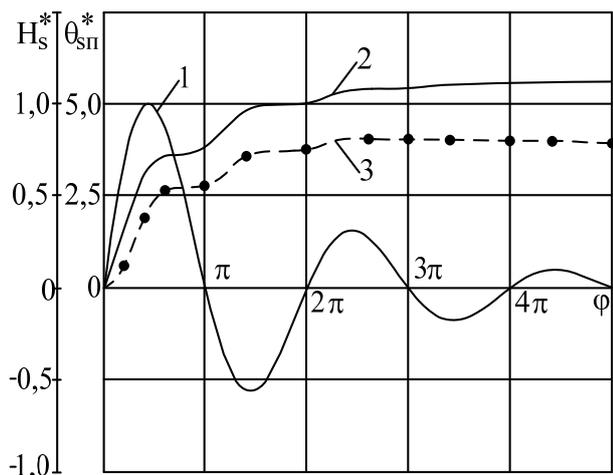


Рис.3. Зависимости $H_s^*(0, t)$ и $\theta_{sn}^*(0, t)$ от φ для напряженности внешнего ИМП вида (8)

Для проверки достоверности результатов аналитического расчета $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ по (10) жирными точками и штриховой кривой 3 на рис.3 аналогично данным рис.2 показаны результаты численного расчета соответствующей нестационарной нелинейной электротепловой задачи для массивного круглого медного проводника ($d/\Delta_{\varnothing}=4,1$) [7]. Из кривых 2 и 3 на рис.3 следует, что в нестационарном режиме протекания затухающего синусоидального тока ($\delta/\omega=0,185$) по массивному ферромагнитному проводнику превышение его поверхностной температуры $\theta_{sn}(0, \varphi)$ на участке первой четверти периода тока для $\varphi=1,27$ примерно в 1,62 раза меньше, чем в установившемся режиме. Для $\varphi=\pi$ это отношение превышений температур $\theta_{sn}(0, \varphi)$ составляет около 1,4, а для $\varphi=2\pi$ – примерно 1,33. При $\varphi \geq 3\pi$ за счет влияния теплопроводности материала массивного проводника и проявления в нем «обратного» скин-эффекта (перехода части тока с приповерхностных более нагретых слоев материала во внутренние менее нагретые области проводника) [3] температура на его наружной поверхности ($z=0$) начинает постепенно уменьшаться (см. кривую 3 на рис.3). Кроме того, из кривой 2 на рис.3 вытекает, что, например, для сплошной медной

жилы диаметром $d=1,13$ мм радиочастотного кабеля типа РК 75-7-15 со сплошной полиэтиленовой изоляцией [22], используемого в силовых цепях ВЭФУ с ЕНЭ, в случае, когда по последнему протекает затухающий синусоидальный ток с амплитудой первой полуволны, равной, например, $I_m=50$ кА ($\omega=359 \cdot 10^3$ рад/с, $\delta/\omega=0,185$, $d/\Delta_{\varnothing}=4,1$), поверхностная температура $\theta_{st}(0, t)$ его жилы ($\theta_0=20$ °С) к концу пятого полу периода тока ($\varphi=5\pi$) возрастает до величины, примерно составляющей $\theta_{st}(0, 5\pi/\omega)=200$ °С и превышающей предельно допустимую кратковременную температуру θ_d для полиэтиленовой изоляции, численно равную $\theta_d=120$ °С [9,23].

Представленные на рис.3 результаты расчета $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ в стационарном (кривая 2) и нестационарном (кривая 3) режимах качественно хорошо согласуются с расчетными данными работ [2,4] по определению в указанных режимах поверхностных плотностей тока $\delta_s(0, t)$ в массивной круглой сплошной медной жиле ($d/\Delta_{\varnothing}=24,6$) радиочастотного кабеля типа РК 75-33-17 [22] и толстостенном внутреннем цилиндрическом токопроводе коаксиальной системы, азимутальная напряженность внешнего ИМП которых изменяется во времени t по закону (8). Поэтому можно заключить, что выполненный аналитический расчет $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ по формуле (10), несмотря на принятые допущения и ограничения, представляется реалистичным и отражающим основные особенности динамического распределения $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ для массивного проводника с экспоненциально затухающим синусоидальным током $i(t)$.

Важно отметить, что из полученных для описанного выше случая из области силовых импульсной техники расчетных результатов для $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ следует то, что в стационарном режиме для массивного немагнитного проводника, испытывающего воздействие затухающего синусоидального тока ($\delta/\omega=0,185$), отношение наибольшего значения плотности тепловой энергии w_T на его наружной поверхности ($z=0$) к максимальной поверхностной плотности магнитной энергии w_M приложенного к проводнику электромагнитного поля оказывается равным безразмерной величине превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0, \varphi)$ и составляющим для указанного варианта при $\varphi=5\pi$ численное значение, примерно равное 5,7 (см. кривую 2 на рис.3). При этом значительное превышение плотности тепловой энергии w_T над плотностью магнитной энергии w_M для проводника с затухающим синусоидальным током $i(t)$ приводит к тому, что наружная поверхность рас-

смагнутаваемага прыводніка пры адпаведных значэннях H_{ms} можа награватся да буйных тэмператур. Так, ужо пры $H_{ms}=500\text{кЭ}$ тэмпература рабочай паверхні масівага меднага соленаіда (канцэнтратара магнітнага патока) для атрымання такіх амплітудных значэнняў напружаннасці ІМП часовага віду (8) ($\theta_0=20\text{ }^\circ\text{C}$) згодна расцэльнай фармуле (10) павышаецца да тэмпературы, прыблізна равнай $\theta_{st}(0,t)=738\text{ }^\circ\text{C}$. Для сраўнення гэтага ўзрўня тэмпературы $\theta_{st}(0,t)$ с крытычным для ўказанага тэкопратова замятм, што тэмпература плаўлення для меду равна $\theta_m=1083\text{ }^\circ\text{C}$ [9,11].

Такім абразам, атрыманнае суадношенне (10) прымянімо пры адрэделенні ўстанавіўшагася тэмпературнага паля нарузных паверхнасцей масівагнх тэкопратовадв, размяшчэнных в сільнотэчных разрядных цэпях ВЭФУ с ЕНЭ для электратэхналагічэскнх і прыкладных наўчных цэлей і іспытываўшчнх вадзействіе напружаннасці внаешняга ІМП, змяняўшася во врэмені t па закану экспанэнацнальна затухаўшчэй снсуоіды вду (8) [11,20].

СЛУЧАЙ 3. Счнтаем, што напружаннасць ІМП $H_s(0,t)$ на паверхні масівага прывадніка змяняецца згодна сльдўшчэй врэменнаў завнсуемостн [11]:

$$H_s(0,t) = H_{ms} \exp(t/\tau_1), \quad (11)$$

где τ_1 - пастаяннн нарастання напружаннасці магннтнага паля на нарузной паверхні масівага элемэнта прывадніка.

С ўчэтом ураўнення (3) і граннчного ўсловня (11) лннейнн днффузня ІМП в плоскнй маснвнй элемэнт немагннтнага прывадніка для даннага слўчая будэ описыватся сльдўшчым вьраженнем [13]:

$$H(z,t) = H_{ms} \exp(t/\tau_1) \times [C_1 \exp(-z/\Delta_{M1}) + C_2 \exp(z/\Delta_{M1})], \quad (12)$$

где $\Delta_{M1} = \sqrt{\tau_1 / \mu_0 \gamma_0}$ - толщнна магннтнаго скнслоя в прывадннке с ІМП вду (11) [11]; C_1, C_2 - пастаяннне ннтегрнрования.

Ісходня нз (12), прынятых краевых палевых ўсловнй на нарузной ($z=0$) і внурэннй ($z=h$) паверхнстях прывадніка і фізнчэскнх ссобрженнй, для расматрнваемаў электротеплову задачи полўчаем, што $C_1=1$, а $C_2=0$. Далее, нспользуя наўденное рещенне для напружаннасці $H(z,t)$ ІМП і ссудношенне (2), для паверхнстнй плотнстн тэка $\delta_s(0,t)$ в прынятом прывадннке нмеем:

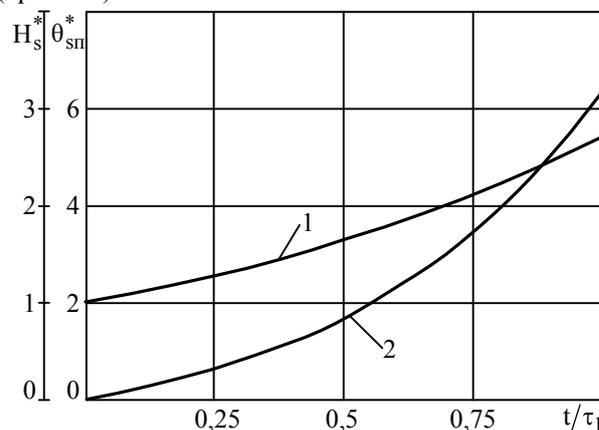
$$\delta_s(0,t) = H_{ms} (\Delta_{M1})^{-1} \exp(t/\tau_1). \quad (13)$$

В результате нз (1) і (13) для превьшення в снцнаонарном рэжнме паверхнстнй тэмпературы $\theta_{sn}(0,t)$ маснвнго прывадніка, на которуў вадзействует внаешнее ІМП згодна (11), в безразмерном вду наоудм:

$$\theta_{sn}^*(0,t) = \exp(2t/\tau_1) - 1, \quad (14)$$

где $\theta_{sn}^*(0,t) = \theta_{sn}(0,t) / \theta_{ms}$.

На рнс.4 прэдставленн безразмернне завнсуемостн, построеннне по вьраженням (11) і (14) ссудствэнно для врэменнх змененнй напружаннасці внаешняга ІМП $H_s^*(0,t) = H_s(0,t) / H_{ms}$ (крнвая 1) і превьшення паверхнстнй тэмпературы $\theta_{sn}^*(0,t)$ (крнвая 2).



Рнс.4. Завнсуемостн $H_s^*(0,t)$ и $\theta_{sn}^*(0,t)$ от t/τ_1 для напружаннасці внаешняга ІМП вду (11)

Із крнвых рнс.4 явстует, што для нсслэдуемого слўчая ужо пры $t/\tau_1=1$ на паверхні маснвнго немагннтнаго прывадніка отншенне плотнстн теплову энергн w_T к макснмальнй плотнстн магннтноў энергн w_M в снцнаонарном рэжнме достнгает значення, численно равного $w_T/w_M = \theta_{sn}^* = 6,4$. Замятм, што ранее в [11] упомннутое отншенне w_T/w_M было названо коэффнцнентом паверхнстнй энергн $\mathcal{G}(t)$ для прывадннка с перемннным тэком, нмеющнм згодна вьшеуказанному лнтературному нсточннку численно значение порядка едннцы. Із сраўнення полўченнх намі расцэльным аналнчэскнм путэм для трех вьшеопнсаннх слўчаев зменення напружаннасці внаешняга ІМП $H_s(0,t)$ численнх даннх для $\mathcal{G}(t)$ сльдует, што ўказанный коэффнцнент для маснвнго немагннтнаго прывадннка с нмпульсным тэком значнтельно больше едннцы і вне завнсуемостн от значеннй электротеплофнзнчэскнх характернстк его матернала сущэствэнно завнсует от врэменнй формн и длнтельности протекання нмпульсного тэка $i(t)$.

Аналнчэское вьраженне (14) целесообразно прнменять пры прыблнженной оцнке тэмпературы нагрэва і адрэделенн электротермнчэской стокнстн устрўств магннтноў кумуляцнн в тэхннке генернрования с помощью ВЭФУ снльных и сьверхснльных нмпульсных магннтных палей, полўчаемых методом компрэсснн магннтнаго патока металлнчэской оболўчкой (лаўнером), ускоряемой магннтным давленнем

массивного соленоида (концентратора ИМП) из неферромагнитного материала [11,20].

СЛУЧАЙ 4. В отличие от предыдущего случая, связанного с воздействием на рассматриваемый проводник возрастающей во времени t напряженности магнитного поля, исследуем случай, когда $H_s(0,t)$ монотонно убывает как [17]:

$$H_s(0,t) = H_{ms} \exp(-t/\tau_2), \quad (15)$$

где τ_2 - постоянная спада напряженности ИМП на наружной поверхности массивного элемента проводника.

Здесь на основании (3) и (15) решение диффузионной задачи для напряженности ИМП $H(z,t)$ в плоском массивном элементе немагнитного проводника может быть записано в виде [13]:

$$H(z,t) = H_{ms} \exp(-t/\tau_2) \times [C_3 \cos(z/\Delta_{M2}) + C_4 \sin(z/\Delta_{M2})], \quad (16)$$

где $\Delta_{M2} = \sqrt{\tau_2 / \mu_0 \gamma_0}$ - толщина магнитного скин-слоя в проводнике для ИМП вида (15) [11]; C_3, C_4 - постоянные интегрирования.

Из крайних условий решаемой электромагнитной задачи следует, что для этого случая изменения напряженности внешнего ИМП $C_3=1$, а $C_4=-1$. Тогда из (2) и (16) для поверхностной плотности тока $\delta_s(0,t)$ в массивном проводнике получаем:

$$\delta_s(0,t) = H_{ms} (\Delta_{M2})^{-1} \exp(-t/\tau_2). \quad (17)$$

Исходя из (1) и (17), решение линейной стационарной электротепловой задачи для превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}(0,t)$ рассматриваемого проводника принимает следующий безразмерный вид:

$$\theta_{sn}^*(0,t) = 1 - \exp(-2t/\tau_2). \quad (18)$$

Временные зависимости (15) и (18) графически проиллюстрированы на рис.5, где функция $H_s^*(0,t)$ обозначена кривой (1), а $\theta_{sn}^*(0,t)$ - соответственно кривой (2). Из этих аналитических зависимостей и данных рис.5 следует, что спадающее по экспоненте внешнее ИМП вызывает повышение температуры $\theta_{st}(0,t)$ наружной поверхности массивного токопровода также по показательному закону. При $t/\tau_2=2$ ее безразмерное превышение θ_{sn}^* практически достигает своего максимального значения, равно $\theta_{sn}^*=1$ и не зависящего от величины постоянной спада τ_2 напряженности ИМП.

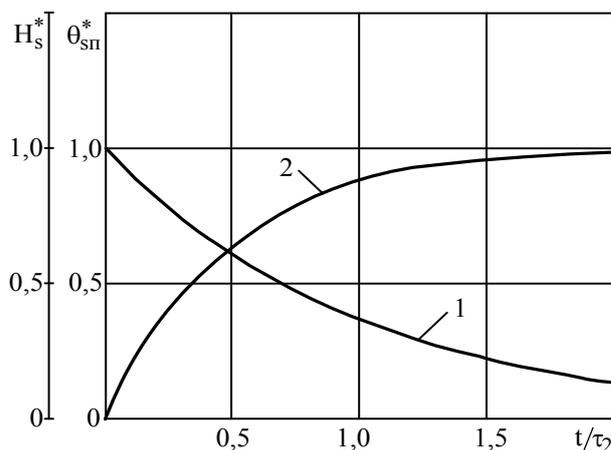


Рис.5. Зависимости $H_s^*(0,t)$ и $\theta_{sn}^*(0,t)$ от t/τ_2 для напряженности внешнего ИМП вида (15)

Приведенная расчетная формула (18) может быть полезной при анализе электротепловых процессов в силовых цепях с индуктивной катушкой и силовых RC-цепях при их включении под высокое постоянное напряжение [17], а также в схемах генераторов больших импульсных токов (БИТ) с индуктивным накопителем энергии или с конденсаторной батареей и замыкателем RL -нагрузки (клубаром) [11,20].

СЛУЧАЙ 5. Рассмотрим случай экспоненциального нарастания с нуля временной функции для тока $i(t)$ и соответственно для напряженности внешнего ИМП $H_s(0,t)$ [17]:

$$H_s(0,t) = H_{ms} [1 - \exp(-t/\tau_3)], \quad (19)$$

где τ_3 - постоянная возрастания напряженности магнитного поля на наружной поверхности исследуемого проводника.

В соответствии с (3) и (19) напряженность ИМП $H(z,t)$ внутри плоского массивного немагнитного проводника в этом случае будет описываться следующим выражением [13]:

$$H(z,t) = H_{ms} \{1 - \exp(-t/\tau_3) \times [C_5 \cos(z/\Delta_{M3}) + C_6 \sin(z/\Delta_{M3})]\}, \quad (20)$$

где $\Delta_{M3} = \sqrt{\tau_3 / \mu_0 \gamma_0}$ - толщина магнитного скин-слоя в проводнике с ИМП вида (19) [11]; C_5, C_6 - постоянные интегрирования.

Так как из используемых нами крайних условий при определении проникновения заданного ИМП в рассматриваемый проводящий элемент вытекает, что $C_5=C_6=1$, то с помощью (2) и (20) для плотности тока $\delta_s(0,t)$ на поверхности массивного проводника в интересующем нас случае можно записать:

$$\delta_s(0,t) = H_{ms} (\Delta_{M3})^{-1} \exp(-t/\tau_3). \quad (21)$$

Используя (21), аналогично (18) для безразмерного превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ массивного токопровода с напряженностью

ИМП, соответствующей временной зависимости (19), получаем:

$$\theta_{sn}^*(0,t) = 1 - \exp(-2t/\tau_3). \quad (22)$$

На рис.6 показаны временные изменения значений $H_s^*(0,t)$ по (19) (кривая 1) и $\theta_{sn}^*(0,t)$ согласно (22) (кривая 2).

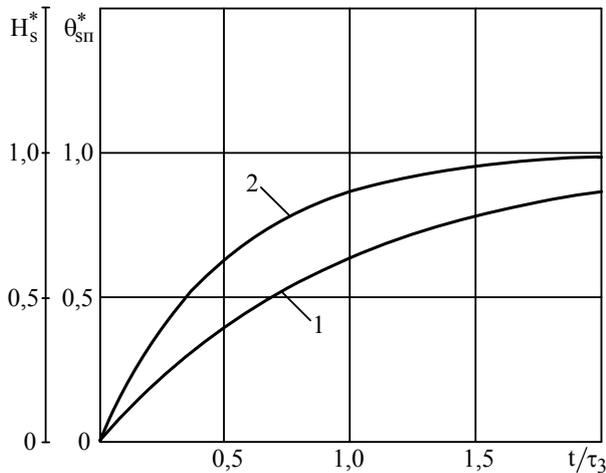


Рис.6. Зависимости $H_s^*(0,t)$ и $\theta_{sn}^*(0,t)$ от t/τ_3 для напряженности внешнего ИМП вида (19)

Из расчетных формул (18), (22) и данных рис.5 и 6 следует, что при $t/\tau_2 = t/\tau_3$ нагрев поверхности массивного проводника как экспоненциально спадающим до нуля, так и экспоненциально нарастающим с нуля ИМП одинаковой амплитуды напряженности H_{ms} осуществляется идентичным образом и не превышающим максимального значения температуры, равного $\theta_{st} = \theta_{ms} + \theta_0$.

Выражение (22) может найти практическое применение при расчете теплового режима токопроводов силовых RL -цепей и зарядных цепей ВЭФУ с ЕНЭ, включаемых под высокое постоянное напряжение [17,23], или при формировании в рабочих объемах массивных соленоидов (концентраторов H -поля) с помощью разряда ЕНЭ ВЭФУ экспоненциально нарастающих ИМП [11].

СЛУЧАЙ 6. Исследуем практически важный случай воздействия на плоский массивный элемент ферромагнитного проводника униполярного импульса напряженности магнитного поля $H_s(0,t)$, имеющего следующий вид [3,14]:

$$H_s(0,t) = k_s H_{ms} [\exp(-t/\tau_4) - \exp(-t/\tau_5)], \quad (23)$$

где τ_5, τ_4 - соответственно постоянные нарастания и спада напряженности ИМП на наружной поверхности проводника; $k_s = \left[(\tau_5/\tau_4)^{\tau_5/(\tau_4-\tau_5)} - (\tau_5/\tau_4)^{\tau_4/(\tau_4-\tau_5)} \right]^{-1}$ - нормирующий множитель [9].

Следует заметить, что для импульса H -поля вида (23) время t_m , соответствующее амплитуде H_{ms} напряженности магнитного поля, определяется из выражения:

$$t_m = \tau_4 \tau_5 \ln(\tau_4/\tau_5)/(\tau_4 - \tau_5). \quad (24)$$

Аналогично (16) из (3) и (23) выражение для напряженности ИМП $H(z,t)$ в материале массивного проводника запишем в виде [13]:

$$H(z,t) = k_s H_{ms} \left\{ \exp(-t/\tau_4) \times [\cos(z/\Delta_{M4}) - \sin(z/\Delta_{M4})] - \exp(-t/\tau_5) \times [\cos(z/\Delta_{M5}) - \sin(z/\Delta_{M5})] \right\}, \quad (25)$$

где $\Delta_{M4} = \sqrt{\tau_4/\mu_0\gamma_0}$, $\Delta_{M5} = \sqrt{\tau_5/\mu_0\gamma_0}$ - толщина магнитного скин-слоя в проводнике для первой и второй составляющих ИМП вида (23) соответственно [11].

Поэтому из (2) и (25) для поверхностной плотности тока $\delta_s(0,t)$ в массивном проводнике с рассматриваемой временной формой ИМП следует:

$$\delta_s(0,t) = k_s H_{ms} (\Delta_{M4} \cdot \Delta_{M5})^{-1} [\Delta_{M4} \exp(-t/\tau_5) - \Delta_{M5} \exp(-t/\tau_4)]. \quad (26)$$

В итоге с учетом (1) и (26) для безразмерного превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ массивного проводника, наружная поверхность которого испытывает воздействие в установившемся режиме напряженности ИМП в соответствии с выражением (23), находим:

$$\theta_{sn}^*(0,t) = k_s^2 \left\{ 2 - \exp(-2t/\tau_4) - \exp(-2t/\tau_5) + 4 \sqrt{\tau_4/\tau_5} (1 + \tau_4/\tau_5)^{-1} \times [\exp(-t/\tau_4 - t/\tau_5) - 1] \right\}. \quad (27)$$

На рис.7 кривой 1 изображена временная зависимость биекспоненциального импульса напряженности $H_s^*(0,t)$ внешнего ИМП согласно (23), соответствующего аperiodическому импульсному току молнии с временными параметрами 2/50мкс ($\tau_4=65,41$ мкс, $\tau_5=0,841$ мкс, $t_m=3,71$ мкс) [3,9], а кривой 2 - динамика изменения во времени t превышения температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ по (27) на поверхности массивного проводника, испытывающего прямой удар молнии с указанными временными параметрами тока в ее сильноточном канале. Из (27) и приведенных на рис.7 кривых следует, что для $t/\tau_4 \geq 3$, то есть при протекании по проводнику практически полного импульса тока молнии, безразмерная величина $\theta_{sn}^*(0,t)$ не превышает численного значения, равного $\theta_{sn}^* = w_T/w_M = 1,85$.

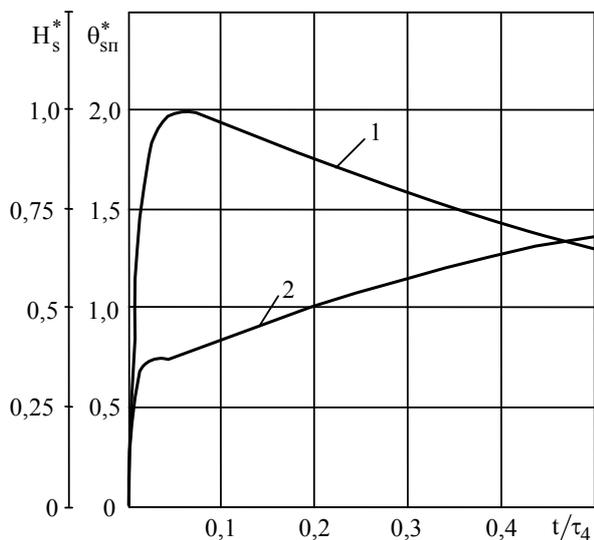


Рис.7. Зависимости $H_s^*(0,t)$ и $\theta_{sn}^*(0,t)$ от t/τ_4 для напряженности внешнего ИМП вида (23)

Полученная формула (27) может найти прикладное использование при разработке и анализе тепловых режимов работы генераторов на основе ЕНЭ с массивной ошиновкой для получения БИТ и мощных электромагнитных импульсов нано- и микросекундного временных диапазонов с различными значениями постоянных времени τ_4 и τ_5 [11,14,20], а также при оценке электротермического действия униполярного импульсного тока молнии на массивные токоведущие части и токопроводы грозозащитных устройств объектов электроэнергетики (например, воздушных линий электропередачи) [21,23].

СЛУЧАЙ 7. Получим аналитическое решение стационарной линейной электротепловой задачи для превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}(0,t)$ плоского массивного элемента проводника, испытывающего воздействие тока короткого замыкания (КЗ) промышленной частоты 50Гц, при котором для напряженности внешнего ИМП $H_s(0,t)$ выполняется временная зависимость следующего вида [8,12]:

$$H_s(0,t) = H_{ms} [\exp(-t/\tau_6) - \cos(2\pi t/T_n)], \quad (28)$$

где τ_6 , $T_n = 2\pi/\omega$ - соответственно постоянная времени затухания аperiodической составляющей и период колебаний периодической составляющей напряженности магнитного поля при КЗ на наружной поверхности массивного проводника.

По аналогии с (16) и (25) на основании (3) и (28) для пространственно-временного распределения в массивном плоском проводнике напряженности ИМП $H(z,t)$ в режиме воздействия на него тока КЗ находим [13]:

$$H(z,t) = H_{ms} \{ \exp(-t/\tau_6) \times [\cos(z/\Delta_{M6}) - \sin(z/\Delta_{M6})] - \exp(-z/\Delta_3) \cos(2\pi t/T_n - z/\Delta_3) \}, \quad (29)$$

где $\Delta_{M6} = \sqrt{\tau_6/\mu_0\gamma_0}$ - толщина магнитного скин-слоя в проводнике для первой составляющей ИМП вида (28) [11].

Далее из (2) и (29) для плотности тока КЗ $\delta_s(0,t)$ на поверхности массивного проводника получаем:

$$\delta_s(0,t) = H_{ms} [(\Delta_{M6})^{-1} \exp(-t/\tau_6) - \sqrt{2} (\Delta_3)^{-1} \cos(2\pi t/T_n + \pi/4)]. \quad (30)$$

Учитывая (1) и (30), аналитическое выражение для превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ массивного неферромагнитного токопровода промышленной электроустановки с током КЗ принимает следующий безразмерный вид:

$$\begin{aligned} \theta_{sn}^*(0,t) = & 0,5 - \exp(-2t/\tau_6) + 2\pi t/T_n + \\ & + \sin(2\pi t/T_n + \pi/4) \cdot \cos(2\pi t/T_n + \pi/4) - \\ & - 4 \sqrt{\frac{\pi}{\tau_6 T_n}} \{ \exp(-t/\tau_6) \tau_6^2 T_n^2 (T_n^2 + 4\pi^2 \tau_6^2)^{-1} \times \\ & \times [2\pi \sqrt{2}/T_n \cdot \cos(2\pi t/T_n - \pi/4) - \sqrt{2} (\tau_6)^{-1} \times \\ & \times \cos(2\pi t/T_n + \pi/4)] + \\ & + T_n (\tau_6 T_n - 2\pi \tau_6^2) (T_n^2 + 4\pi^2 \tau_6^2)^{-1} \}. \quad (31) \end{aligned}$$

Графическая реализация в обобщенном виде временных зависимостей по выражениям (28) и (31) при $\tau_6 = 50\text{мс}$ и $T_n = 20\text{мс}$ [8,12] в функции от безразмерного отношения t/τ_6 представлена на рис.8 соответственно кривыми 1 и 2. Из кривой 2 на последней иллюстрации видно, что ступени возрастания превышения температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ на двух первых положительных полуволнах тока КЗ значительно превышают ступени роста $\theta_{sn}^*(0,t)$ для остальных полуволн тока КЗ. При $t/\tau_6 \geq 1$ изменения $\theta_{sn}^*(0,t)$ в стационарном режиме (кривая 2 на рис.8) практически прямо пропорциональны безразмерному отношению t/τ_6 и характеризуются наложенными гармоническими осцилляциями малой амплитуды, частота которых примерно в два раза больше частоты колебаний тока КЗ. К концу восьмого периода колебаний тока КЗ ($t/\tau_6 = 3,2$), то есть к моменту начала действия установившегося тока КЗ амплитудой I_{mk} , безразмерное превышение температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ достигает численного значения около $\theta_{sn}^*(0,8T_n) = w_T/w_M = 53$. Например, для сплошного круглого медного токопровода диаметром $d = 10\text{мм}$ силовой промышленной электроустановки, работающей при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ и $I_{mk} = 100\text{кА}$ в аварийном режиме, такое значение $\theta_{sn}^*(0,t)$ будет соответствовать

нагреву в адиабатическом режиме его поверхности до температуры, равной $\theta_{st}(0,160мс)=106\text{ }^{\circ}\text{C}$.

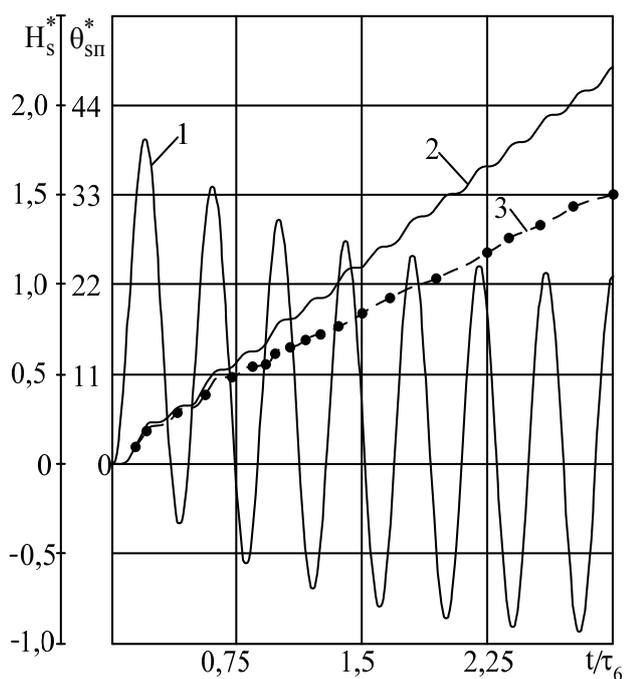


Рис.8. Зависимости $H_s^*(0,t)$ и $\theta_{sn}^*(0,t)$ от t/τ_6 для напряженности внешнего ИМП вида (28)

На рис.8 жирными точками и пунктирной кривой 3 по аналогии с рис.2 и 3 представлены результаты численного расчета в безразмерном виде превышения поверхностной температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ в массивном круглом сплошном медном токопроводе ($d/\Delta_{\sigma}=8,6$) с током КЗ, выполненного в нестационарном режиме на основании математической модели соответствующей нелинейной электротепловой задачи с изменяющейся из-за нагрева во времени t удельной электропроводимостью γ_0 его материала, описанной в [8].

Из анализа хода кривых на рис.8 следует, что на участке двух первых периодов тока КЗ ($t/\tau_6 \leq 0,85$) временная зависимость для $\theta_{sn}^*(0,t)$ в переходном режиме (кривая 3) практически повторяет форму аналитической зависимости превышения поверхностной температуры согласно (31) для установившегося режима (кривая 2), оставаясь меньше последней (например, в 1,2 раза при $t/\tau_6=0,56$). Начиная с третьего периода тока КЗ ($t/\tau_6 \geq 0,85$), из-за влияния теплопроводности меди и перераспределения по радиусу в проводнике переменного тока в связи с уменьшением из-за тепловыделения удельной электропроводимости γ_0 приповерхностных слоев его материала скорость возрастания превышения температуры $\theta_{sn}^*(0,t)$ в нестационарном режиме на поверхности массивного токопровода, по сравнению со стационарным режимом, уменьшается, а временная зависимость

для $\theta_{sn}^*(0,t)$ в слабоколебательном режиме монотонно приближается к показательной функции (см. кривую 3 на рис.8). Это приводит к увеличению рассматриваемого расхождения для поверхностных температур $\theta_{st}(0,t)$ массивного проводника, достигающего при $t/\tau_6=3$ значения, равного примерно 31%.

На наш взгляд, расчетную формулу (31) можно использовать при оценке электротермического действия токов КЗ промышленной частоты 50Гц на массивные токоведущие части силовых электроустановок и электроэнергетического оборудования, работающие в кратковременных аварийных режимах [12,23].

Следует отметить, что после кратковременного протекания импульсного тока вышеуказанных временных форм в массивном проводнике и окончания его нагрева, соответствующего моменту времени t_k , изменение безразмерного превышения поверхностной температуры проводника $\theta_{sn}^*(0,t)$ для $t \geq t_k$ будет подчиняться следующей затухающей экспоненциальной зависимости [6]:

$$\theta_{sn}^*(0,t) = \theta_{sn}^*(0,t_k) \cdot \exp[-(t-t_k)/\tau_7], \quad (32)$$

где $\theta_{sn}^*(0,t_k)$ - безразмерное превышение поверхностной температуры массивного проводника в момент времени t_k , определенное с помощью предложенных нами расчетных формул; τ_7 - постоянная времени спада температуры наружной поверхности проводника (для круглого цилиндрического токопровода наружным радиусом b_0 при оценке постоянной τ_7 может быть использовано известное соотношение: $\tau_7=c_0 b_0 / 2\alpha_T$, где α_T - коэффициент теплоотдачи с наружной поверхности проводника в окружающую его среду, численно равный примерно $\alpha_T=10\text{Вт/м}^2\text{ }^{\circ}\text{C}$ для воздуха при естественной конвекции [15]).

ВЫВОДЫ

1. Описан нетрадиционный подход при приближенном аналитическом расчете поверхностной температуры нагрева $\theta_{st}(0,t)$ массивного немагнитного изотропного проводника произвольной конфигурации поперечного сечения с постоянными электро- и теплофизическими характеристиками его материала протекающим по нему импульсным током различной временной формы, базирующийся на определении интеграла тока J_{cs} . Примененный подход реализован для семи наиболее характерных для силового радио- и электротехнического, электроэнергетического и сильноточного электрофизического оборудования временных зависимостей напряженности внешнего ИМП $H_s(0,t)$ на наружных поверхностях его массивных токоведущих частей.

2. Приведенные примеры аналитического расчета $\theta_{st}(0,t)$ по полученным расчетным формулам (6),

(10) и (31) для массивных проводников с не – и затухающим синусоидальным током и током КЗ промышленной частоты показывают, что представленные в работе согласно этим формулам численные данные по приближенному определению временных распределений установившегося температурного поля на их наружной поверхности хорошо согласовываются с результатами численного решения соответствующих нестационарных нелинейных электротепловых задач с переменным значением удельной электропроводности γ_0 материала токопроводов.

3. Найденные при ряде упрощающих допущений аналитические решения стационарной линейной электротепловой задачи для массивных проводников с импульсным током значительно облегчают для инженерно-технических работников практическую реализацию подобных задач на ПЭВМ и могут быть использованы при анализе временных распределений в установившемся режиме температурного поля на поверхности массивных ферромагнитных токопроводов и выборе предельно допустимых кратковременных токовых нагрузок в устройствах радио- и электротехники, электроэнергетики и техники сильных электрических и магнитных полей, испытывающих в нормальных и аварийных режимах работы воздействие импульсных токов, временная форма которых описывается гармоническими и показательными функциями, а также комбинацией последних.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Анго А.* Математика для электро – и радиоинженеров: Пер. с франц. /Под общ. ред. *К.С. Шифрина*.-М.: Наука, 1965.-780с.
- [2] *Баранов М.И., Белый И.В., Хименко Л.Т.* Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током// *Электричество*.-1976.-№10.-С.1-8.
- [3] *Баранов М.И., Бондина Н.Н.* Нестационарные электромагнитные и тепловые процессы в цилиндрических проводниках при воздействии на них тока молнии// *Электричество*.-1992.-№10.-С.9-15.
- [4] *Баранов М.И.* Приближенные граничные условия для импульсного электромагнитного поля на поверхности изотропных проводящих тел// *Технічна електродинаміка*.-1996.-№6.-С.3-10.
- [5] *Баранов М.И.* Поверхностный эффект в полем проводящем изотропном цилиндре с аксиальным импульсным магнитным полем// *Технічна електродинаміка*.-1999.-№2.-С.3-6.
- [6] *Баранов М.И.* Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов// *Технічна електродинаміка*.-1999.-№3.-С.14-19.
- [7] *Баранов М.И., Бондина Н.Н., Бочаров В.А.* Моделирование нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических изотропных токопроводов электрофизических установок при получении больших импульсных токов// *Технічна електродинаміка*.-1998.-№4.-С.19-22.
- [8] *Баранов М.И., Бондина Н.Н., Даценко В.П.* Математическое моделирование нестационарной нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических токопроводов силовых электроустановок при коротком замыкании// *Технічна електродинаміка*.-2002.-№6.-С.8-12.
- [9] *Баранов М.И.* Электротермическая стойкость изолированных проводов и кабелей к воздействию больших импульсных токов молнии// *Электротехника і електро-механіка*.-2003.-№2.-С.67-74.
- [10] *Белый И.В., Остроумов Г.В., Ферттик С.М.* Давление на тонкостенную заготовку при обработке ее импульсным магнитным полем// *Вестник Харьковского политехнического института. Серия: Магнитно-импульсная обработка металлов*.-1971.-вып.1.-№53.-С.3-15.
- [11] *Кнопфель Г.* Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [12] *Князевский Б.А., Липкин Б.Ю.* Электроснабжение промышленных предприятий.-М.: Высшая школа, 1979.-431с.
- [13] *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике для научных работников и инженеров.-М.: Наука, 1974.-832с.
- [14] *Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И.* Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи/ Под ред. *В.И. Кравченко*.-М.: Радио и связь, 1987.-256с.
- [15] *Лыков А.В.* Теория теплопроводности.-М.: Высшая школа, 1967.-599с.
- [16] *Михайлов В.М.* Импульсные электромагнитные поля.- Харьков, Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те, 1979.-140с.
- [17] *Нейман Л.Р., Демирчян К.С.* Теоретические основы электротехники, т.1.-Л.: Энергоиздат, 1981.-536с.
- [18] *Немков В.С., Демидович В.Б.* Теория и расчет устройств индукционного нагрева.-Л.: Энергоатомиздат, 1988.-280с.
- [19] *Панченко В.В.* Расчет и конструирование электрических аппаратов высокого напряжения.-М.: Энергоатомиздат, 1991.-248с.
- [20] *Техника больших импульсных токов и магнитных полей/ Под ред. В.С. Комелькова.* М.: Атомиздат, 1970.-472с.
- [21] *Техника высоких напряжений/ Под общ. ред. Д.В. Разица*.-М.: Энергия, 1976.-488с.
- [22] *Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник/ Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева; Под ред. Н.И. Белоруссова*.-М.: Энергоатомиздат, 1988.-536с.
- [23] *Электротехнический справочник: Производство и распределение электрической энергии/ Под ред. И.Н. Орлова и др.*-М.: Энергоатомиздат, т.3, кн.1, 1988.-880с.

Поступила 26.03.2004

ИМПУЛЬСНЫЙ КОРОННЫЙ РАЗРЯД С РАСШИРЕННОЙ ЗОНОЙ ИОНИЗАЦИИ: ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПОЛУЧЕНИЯ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Бойко Н.И., д.т.н., Борцов А.В., Евдошенко Л.С., Иванов В.М., Иванькина А.И., Тур А.Н.,
Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"
тел. (0572) 40-01-83, факс (0572) 40-01-83, E-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Наведено умови одержання імпульсного коронного розряду з розширеною зоною іонізації. По-перше – це будова електродної системи з різко неоднорідним електричним полем, при якій напруженість, достатня для ударної іонізації, має місце у значному об'ємі електродної системи. По-друге – це тривалість фронтів імпульсів, що лежить у наносекундному діапазоні. По-третє – це мінімально можлива тривалість імпульсів струму та напруги. На створеній установці експериментально доведено перспективність використання такого розряду у багатьох технологіях.

Приведены условия получения импульсного коронного разряда с расширенной зоной ионизации. Во-первых - это строение электродной системы с резко неоднородным электрическим полем, при котором напряженность, достаточная для ударной ионизации, имеет место в значительном объеме электродной системы. Во-вторых - это длительность фронтов импульсов, лежащая в наносекундном диапазоне. В-третьих - это минимально возможная длительность импульсов тока и напряжения. На созданной установке экспериментально показана перспективность использования такого разряда во многих технологиях.

ВВЕДЕНИЕ

Коронный разряд занимает важное место в новых электрофизических технологиях [1-3]. Он развивается в воздушном промежутке с резконеоднородным полем. Напряжение питания – обычно постоянное, переменное или импульсное с характерными временами, лежащими в микросекундном диапазоне. Характерно, что зона ионизации классического коронного разряда занимает малую часть разрядного промежутка.

Для повышения эффективности использования коронного разряда необходимо увеличить объем зоны ионизации. Попытка достичь этой цели путем увеличения напряжения приводит к переходу разряда из лавинной коронной формы (когда свечение является диффузным, однородным) в стримерную, когда появляются ярко светящиеся нити - каналы стримеров. Показано, что при появлении стримеров однородность обработки и эффективность электротехнологических процессов может снижаться. Так, при активации поверхностей полимерных пленок и других рулонных материалов в коронном разряде появление интенсивных стримеров приводит к уменьшению объема ионизации, по-видимому, из-за шунтирования стримерами части разрядного промежутка и к возможности теплового пробоя материалов.

В работе показано, что резкое (до 6 порядков) увеличение скорости нарастания напряжения и напряженности поля, которое достигается при высоких (до 100 кВ) импульсных напряжениях с фронтами наносекундной длительности, приводит к качественным изменениям условий формирования коронного разряда. Зоной ионизации и однородного свечения сиренево – синего цвета становится практически весь разрядный промежуток, из-за чего эффективность применения коронного разряда увеличивается. Поэтому такой разряд можно назвать импульсным коронным разрядом (ИКР) с расширенной зоной ионизации.

Для получения и исследования такого вида разряда разработана специальная установка, содержащая генератор импульсных напряжений (ГИН) с обостри-

телем фронтов и коаксиальную многодисковую (КМД) электродную систему (ЭС). В работе рассмотрены физические предпосылки получения ИКР, основные элементы ГИН и конструктивные особенности КМД ЭС.

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ПОЛУЧЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО КОРОННОГО РАЗРЯДА

В разрядных промежутках с диэлектрическим барьером (с барьерным разрядом - БР) электрическое поле обычно слабонеоднородное [4].

В установках для получения озона при уменьшении зазора в барьерном разряде до десятых долей миллиметра наблюдается увеличение эффективности БР [5]. Однако при этом затрудняются условия прохождения воздуха, возрастают потери и ужесточаются требования к прочности самого барьера. Поэтому возможности увеличения эффективности БР путем уменьшения длины разрядного промежутка ограничены.

Если на промежуток с барьером подать импульсное напряжение с фронтом наносекундной длительности, ионизационные процессы разовьются раньше, чем произойдет разделение объемных зарядов и образуется противодействующее поле. Реализуется режим БР, при котором его эффективность повышается.

В режиме ИКР (когда электрическое поле в СЭ резконеоднородно) барьер становится излишним, что снимает проблему накопления поверхностных зарядов, а длина разрядного промежутка может быть увеличена до 10 см и более. Получению коронного разряда с расширенной зоной ионизации способствует такое устройство ЭС, при котором напряженность электрического поля, остающегося резконеоднородным, спадает при удалении от острейшего электрода существенно медленнее, чем в системе «игла – плоскость». При этом возрастают требования к импульсу напряжения: он должен иметь такие амплитудно-временные характеристики, чтобы не смог развиться пробой безбарьерного промежутка (искровой разряд). Чем более короткими являются импульсы напряжения в ЭС, тем более однородным по свечению и более эффективным по

наработке активных частиц является ИКР.

Таким образом, необходимыми условиями возникновения ИКР с расширенной зоной ионизации и однородным свечением являются: степень неоднородности поля в ЭС, более низкая, чем в системе «игла - плоскость», высокая скорость нарастания напряжения и напряжённости поля и малая длительность импульсов напряжения и тока. Количественные оценки указанных параметров определены экспериментально путем анализа развития ИКР в воздушном промежутке при нормальных условиях – атмосферном давлении и температуре.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА УСТАНОВКИ И ОСЦИЛЛОГРАММЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА В ЭЛЕКТРОДНОЙ СИСТЕМЕ С ИМПУЛЬСНЫМ КОРОННЫМ РАЗРЯДОМ

На рис. 1 показаны основные элементы установки, содержащей импульсный трансформатор (ИТ) и коаксиальную многодисковую ЭС [3, 6, 7]. Питание импульсного трансформатора осуществляется при помощи тиристорного генератора импульсов (ТГИ). В цепь ЭС включен токовый шунт с активным сопротивлением $R_{ш}$, с помощью которого наблюдались импульсы тока при ИКР. Измерение напряжения осуществлялось при помощи ёмкостного делителя напряжения (ЕДН).

Аналогичная схема с обострителем импульсов – многозазорным разрядником (МЗР) – показана на

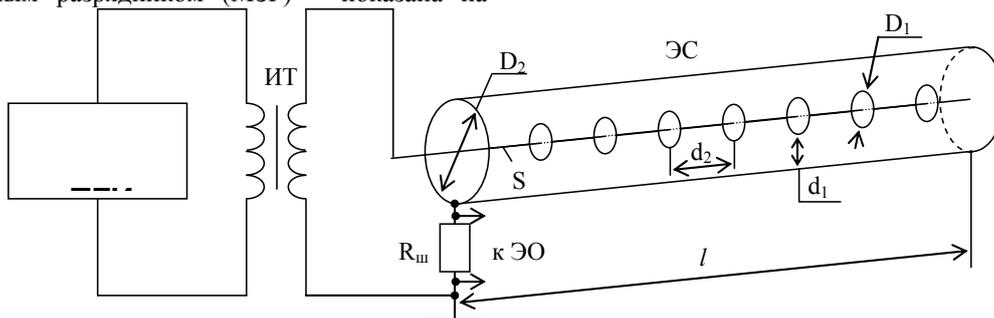


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема установки для получения импульсного коронного разряда. ТГИ – тиристорный генератор импульсов; ИТ – импульсный трансформатор (трансформатор Тесла); ЭС – электродная система для получения ИКР; $R_{ш}$ – сопротивление токового шунта; ЭО – электронный осциллограф; D_1 – диаметр тонкой круглой металлической пластины, толщиной $\delta=(10\div 50)$ мкм; $D_1=50$ мм; D_2 – диаметр металлической трубы; $D_2=150$ мм; S – тонкий металлический стержень; l – длина коаксиальной системы электродов стержень-труба; $l=(1600-3200)$ мм; d_1 – межэлектродный промежуток – расстояние от края острой кромки металлической пластины до противостоящего электрода (внутренней поверхности металлической трубы); $d_1 = 50$ мм; d_2 – расстояние между пластинами; $d_2=(8\div 30)$ мм

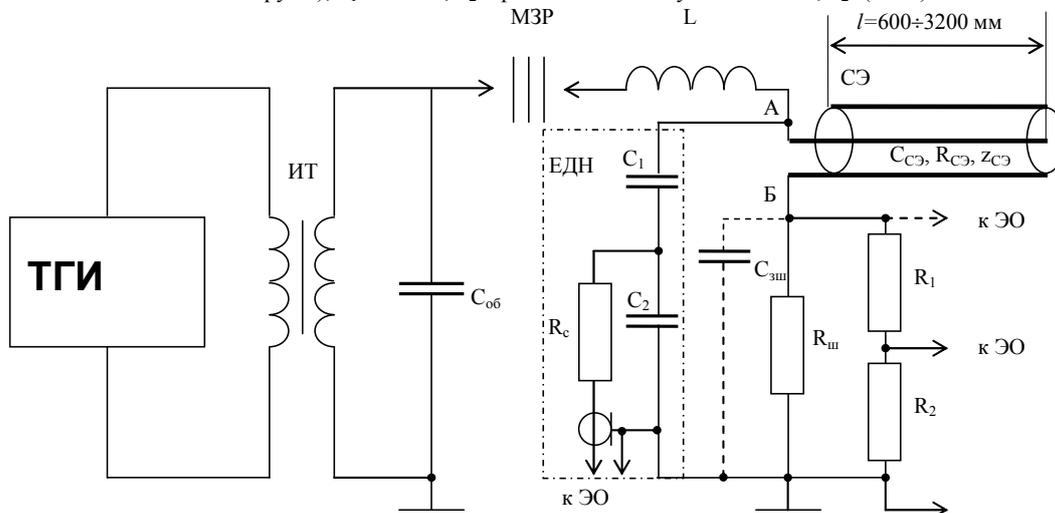


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема установки с обострителем импульсов

рис. 2 [8]. Сама ЭС условно представлена длинной линией с эквивалентными параметрами – емкостью $C_{ЭС}$, активным сопротивлением $R_{ЭС}$, отражающим потери энергии на образовании ионизированных частиц и волновым сопротивлением $z_{ЭС}$.

На рис. 2 Соб – обостряющая емкость, Соб = 174 пФ; МЗР – воздушный многозазорный искровой обостряющий разрядник; L – индуктивность контура обострения; ЕДН – емкостный делитель напряжения; C1, C2 – емкости высоковольтного и низковольтного плеча ЕДН; Rc – согласующий резистор; Rш – сопротивление токового резистивного шунта; Сзш – защитная емкость, используемая в "медленном" шунте для значительного уменьшения по амплитуде быстрой начальной части импульса; R1, R2 – сопротивления высоковольтного и низковольтного плеча соответственно в омическом делителе напряжения с "быстрого" шунта, в котором Сзш не используется; ----- пунктирные линии показывают "медленный" вариант токового шунта; СЭС – емкость электродной системы; RЭС – активное сопротивление ИКР в электродной системе, включенное параллельно емкости электродной системы; zЭС – волновое сопротивление электродной системы; А, Б – выходные выводы генератора импульсов, к которым подключается ЭС, причем в случае отсутствия шунта вывод Б накоротко соединен с землей. Остальные обозначения соответствуют указанным на рис. 1.

На рис. 3 показаны фотографии ИКР с расширенной зоной ионизации: а, б – без сопутствующих искровых разрядов; в, г – с сопутствующими искровыми разрядами. Фото (а), (в) представляют ИКР при дневном освещении, а фото (б), (г) – в темноте.

Область ионизации с диффузным свечением охватывает практически весь разрядный промежуток между дисковыми электродами и коаксиальным внешним цилиндром.

На рис. 4 показаны характерные осциллограммы тока (а, б, в) и напряжения (г, д, е) в схеме без обострителя. Они имеют вид затухающих колебаний, но амплитуда второй (отрицательной) полуволны тока больше первой полуволны (рис. 4в). Это может быть следствием образования объемного заряда за первую полуволну тока. Во время второй полуволны движение

объемного заряда вызывает увеличение тока в промежутке.

На рис. 5 показаны осциллограммы тока в схеме с обострителем: а – в начальный отрезок времени протекания тока в ЭС; б, в, г – в последующие отрезки времени. Для осциллограммы рис. 5а масштаб по вертикали составлял 150 А/дел, а для остальных – 0,4 А/дел. Как видим, развитие разряда в схеме с обострителем имеет существенные особенности по сравнению со схемой без обострения: резкое увеличение (на 2-3 порядка) амплитуд импульсов тока именно в начальный отрезок времени.

На рис. 6 показано напряжение на ЭС в начальный отрезок времени (а) и в целом за время развития импульса (б). Пульсации напряжения в начальный момент соответствуют пульсациям тока (см. рис. 5а).

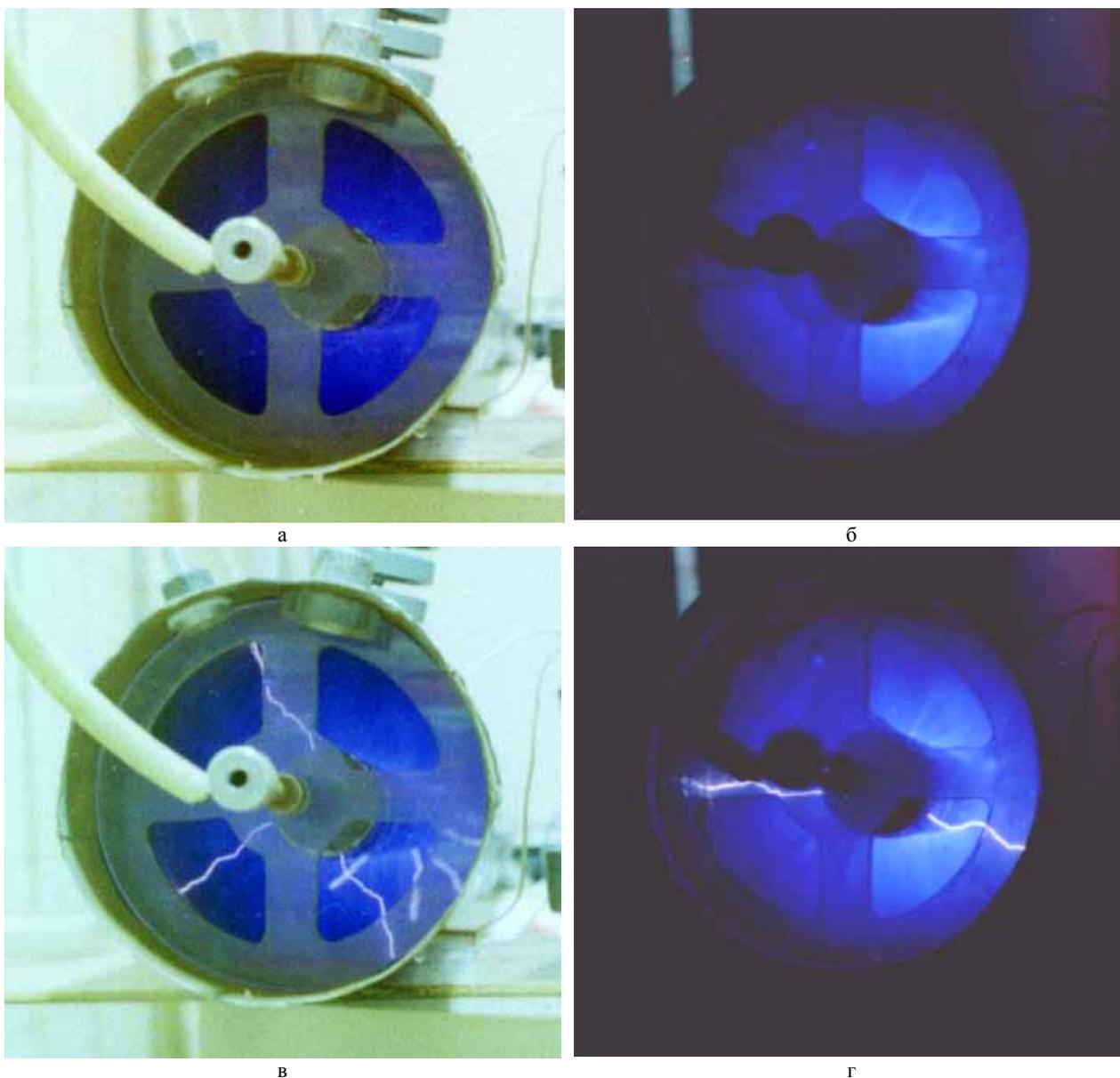
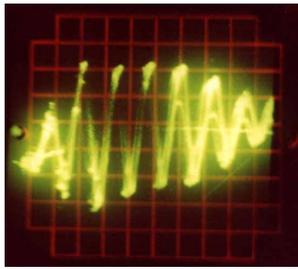
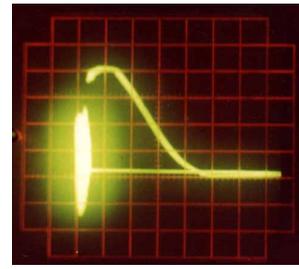


Рис. 3. Фотографии импульсного коронного разряда с расширенной зоной ионизации



а



б

Рис. 6. Осциллограммы напряжения в схеме с обострителем при развертках, мкс/дел: 0,01 (а) и 20 (б). Масштаб по оси напряжения – 15 кВ/дел

АНАЛИЗ И ИНТЕРПРЕТАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

В обычном режиме (без обострителя) характерное время переходного процесса составляет около 10 мкс. Оно определяется индуктивностью рассеивания импульсного трансформатора и емкостью всей системы электродов. Длительность переходного процесса здесь значительно больше времени пробега электромагнитной волны вдоль системы электродов. Поэтому в переходном процессе участвует емкость всего коронатора. При относительно больших временах разряда в промежутке идет образование объемного заряда. Его последующее движение приводит к аномальным флуктуациям разрядного тока.

Наличие обострителя приводит к существенным изменениям осциллограмм тока и напряжения, особенно в начальный отрезок времени. Характерное время переходного процесса (фронтальная часть импульса) составляет около 10 нс, что соизмеримо с временем коммутации многоазорного разрядника. За такое короткое время объемный заряд не успевает образоваться, так как заряды противоположных знаков, образовавшиеся в результате ударной ионизации, не успевают полностью разделиться. Поле в рабочем промежутке не ослабляется. Процессы ударной ионизации развиваются во всем промежутке, а не только в области вблизи коронирующего электрода. При этом возможно достижение более высоких напряженностей электрического поля, а значит и большей интенсивности процессов ударной ионизации. Ток импульсного коронного разряда резко возрастает, эффективнее идет наработка активных частиц – электронов, атомарного кислорода и озона. В этих условиях основными носителями заряда, осуществляющими ток в ИКР становятся электроны.

Высокочастотные колебания с характерным временем ≈ 10 нс тока в начальный отрезок времени (≈ 1 мкс) вызваны наличием колебательного контура $C_{об}-L-C_{ЭС}$ (см. рис. 2) и волновыми процессами в линии коронатора. Действительно, длина последнего 1,6 м. Скорость распространения электромагнитной волны в нём составляет ≈ 300 м/мкс (как в обычной воздушной линии или в вакууме). Тогда время двойного пробега волны $2 \times 1,6/300 \approx 0,0107$ мкс = 10,7 нс. Это соответствует наблюдаемой в ЭС длительности периодов колебаний в импульсах напряжения и тока в начальный отрезок времени после коммутации МЗР.

Амплитуда тока в начальный отрезок времени весьма велика – до 800 А. Это, в основном, ёмкостный

ток. Активная составляющая тока, связанная с расходом энергии поля на образование, ускорение свободных заряженных частиц (электронов и ионов) и тепловыделение, относительно невелика. В схеме замещения она учитывается сопротивлением $R_{ЭС}$, подключенным параллельно ёмкости коронатора. Тем не менее, в начальный отрезок времени активная составляющая тока существенно превышает 1 А (см. рис. 5б, в), что подтверждает электронный характер тока ИКР на этой стадии.

После окончания осцилляций ток падает до 1 А. Длительность хвостовой части тока 10 – 15 мкс. Затем имеет место обычный коронный разряд с токами, не превышающими 20 мА [9]. Для этой стадии спад тока обусловлен образованием объемного заряда, прилипанием электронов к атомам, их уходом на острый край положительно заряженный электрод и, следовательно, переходом к обычной для коронных разрядов ионной электропроводности. Затем ток остается близким к нулю, пока высокое напряжение на ЭС меняется слабо.

Далее по истечении $15 \div 20$ мкс от начала импульса следует спад практически до нуля импульсного напряжения на ЭС из-за разряда $C_{об}$ и $C_{ЭС}$ через ИТ (через индуктивность рассеяния трансформатора на тиристорный генератор и через индуктивность намагничивания) за время, в нашем варианте, ≈ 70 мкс. За это же время ток в ЭС нарастает по амплитуде, но с изменением полярности на отрицательную, до $\approx 0,2$ А, и опять устремляется к нулю, но уже со стороны отрицательных значений. Заметную амплитуду тока ($\approx 0,2$ А), по-видимому, обеспечивает предварительно накопленный в разрядном промежутке ЭС объемный ионный заряд.

Начальная часть импульса напряжения на входе ЭС, где установлен емкостный делитель напряжения, представляющая собой переходный процесс в контуре $C_{об}-L-C_{ЭС}$ после срабатывания МЗР (с учетом того, что ЭС представляет собой линию с распределенными параметрами) в виде серии коротких (с характерной длительностью по основанию каждого импульса $\approx 12 \div 14$ нс) импульсов положительной полярности, первые из которых переходят через "нуль", меняя полярность на отрицательную, обеспечивает возникновение наиболее эффективного ИКР в ЭС с однородным сиренево-синим свечением во всем объеме разрядного промежутка с яркостью, уменьшающейся от коронирующего электрода к низковольтному.

Не менее важную роль для получения наиболее

эффективного ИКР играет возможность получения в ЭС как можно большего по амплитуде тока смещения и тока проводимости (без частых переходов в искровой разряд). Возможности по наращиванию амплитуды импульсного тока в данной экспериментальной установке весьма велики.

В проведенных экспериментах лишь небольшая часть (не более 30%) энергии, исходно запасенной в $C_{об}$, передавалась в ЭС. Наибольшей же эффективности от экспериментальной установки можно ожидать при полной передаче запасенной в $C_{об}$ энергии в ЭС и при полном ее выделении в горящем ИКР в ЭС при максимальных амплитудах импульсных токов

$$i_{\max CЭ.z} = \frac{U_{\max CЭ}}{z}, \quad (1)$$

где $U_{\max CЭ}$ – амплитуда напряжения на ЭС, z – волновое сопротивление ЭС.

Учитывая, что допустимые $U_{\max CЭ}$ тем больше, чем короче импульс и его фронт, и учитывая безынерционность ИКР, следует стремиться к минимизации длительности фронта и всего импульса. При этом согласование генератора с нагрузкой не обязательно.

В случае, когда ЭС может быть представлена как емкость $C_{ЭС}$, а не в виде длинной линии с волновым сопротивлением z , ток $i_{\max CЭ}$ может быть выражен формулой:

$$i_{\max CЭ} = \frac{U_{об}}{\sqrt{\frac{L(C_{об} + C_{ЭС})}{C_{об}C_{ЭС}}}}, \quad (2)$$

где $U_{об}$ – напряжение, до которого зарядилась $C_{об}$ в момент пробоя МЗР (см. рис. 2).

Токи $i_{\max CЭ.z}$ и $i_{\max CЭ}$ могут существенно отличаться.

Наиболее энергетически выгодным режимом работы установки является режим, при котором осуществляется горение ИКР с максимальной амплитудой тока в основном разрядном контуре установки и минимальным активным сопротивлением ИКР, которое по оценкам составляет не менее $R_{ИКР.min} \geq 10$ кОм. Тогда время, необходимое для выделения всей энергии, первоначально запасенной в $C_{об}$, на активном сопротивлении коронного разряда $R_{ИКР.min}$, составит

$$t_{ИКР} = \frac{C_{об} U_{об}^2 R_{ИКР}}{2U_{\delta}^2}, \quad (3)$$

где U_{δ} – действующее напряжение на ЭС в течение осцилляций напряжения.

При $C_{об}=174$ пФ; $U_{об}=80$ кВ; $U_{\delta}=40$ кВ; $R_{ИКР.min}=10^4$ Ом, получим $t_{ИКР} \geq 3,5$ мкс. Это означает, что добиться полного выделения запасенной энергии в ИКР пока в нем достаточно малое активное сопротивление ($R_{ИКР} \approx 10^4$ Ом) и достаточно большие активные токи ($i_{ИКР} > 1$ А) непросто, поскольку отрезок времени, в течение которого $R_{ИКР} \approx 10^4$ Ом, $i_{ИКР} > 1$ А и имеет место переходный процесс с осцилляциями без существенного накопления объемного заряда, составляет по нашим данным $t_{перех} \approx 1,5$ мкс, что меньше требуемого для полного выделения в ИКР всей запасенной в $C_{об}$ энергии. Тем не менее отличие этих времен

не слишком велико, поэтому следует ожидать, что с увеличением i_{\max} и, следовательно U_{δ} , увеличится активный ток ИКР, уменьшится $R_{ИКР.min}$ и $t_{ИКР}$ уменьшится до $t_{перех}$, т.е. будет иметь место соотношение: $t_{ИКР} \approx t_{перех}$.

Энергетически наиболее выгодный режим работы установки на нагрузку в виде ЭС с ИКР при максимально возможном токе i_{\max} без частого перехода ИКР в искровой разряд и, следовательно, при минимальном $t_{ИКР}$, заключается в том, что в ИКР при данных удельных энергозатратах нарабатывается наибольшее количество активных частиц. Для обеспечения как можно большего значения $i_{\max CЭ.z}$ и возможно более полного выделения запасенной энергии в активном сопротивлении ИКР требуется также выполнение следующих соотношений

$$\begin{aligned} \tau_u = C_{об} z &\geq 5t_{\phi}, \\ C_{об} z &\leq 2t_{проб.ЭС}, \end{aligned} \quad (4)$$

где τ_u – постоянная времени, характеризующая длительность импульса по спаду амплитуды в "е"-раз; t_{ϕ} – длительность фронта импульса, падающего на вход ЭС; $t_{проб.ЭС}$ – время пробега электромагнитной волны вдоль ЭС как вдоль длинной линии; z – волновое сопротивление ЭС.

Для выполнения условия (4) в случае, когда ЭС может быть представлена электрически не как длинная линия, а как сосредоточенная ёмкость, следует стремиться увеличить максимальный ток $i_{\max CЭ}$ и, тем самым, уменьшить $R_{ИКР}$ в ЭС путем уменьшения индуктивности контура L (см. рис.2) и увеличения емкости $C_{ЭС}$ до $C_{ЭС}=C_{об}$ (см. также (2)).

Наиболее эффективный по энергозатратам (они минимальны из достигнутых нами экспериментально) на единицу массы генерируемого озона ИКР с расширенной зоной ионизации был получен в режиме при наибольшем из экспериментально полученных токов $i_{\max CЭ}=800$ А в установке с обострением фронта импульсов (сравни с данными [10]). При этом общая длина коаксиальной ЭС составляла $l=3200$ мм, коронирующие круглые пластины располагались с шагом 8 мм, а ИКР с расширенной зоной ионизации горел устойчиво и примерно одинаково равномерно по свечению между кромкой каждой коронирующей пластины и противостоящим ей (кромке) участком внешней трубы ЭС.

ВЫВОДЫ

1. Получение импульсного коронного разряда с расширенной зоной ионизации возможно при выполнении ряда условий.

Во-первых, система электродов с резко неоднородным полем должна обеспечивать максимальный объем области коронирования. Этого можно достичь, например, путем использования многодисковой коаксиальной электродной системы. Расстояние между соседними дисками выбирается из условия получения максимального объема области коронирования. При этом следует учитывать взаимное экранирующее действие дисков.

Во-вторых, время нарастания напряжения долж-

но лежать в наносекундном диапазоне. Тогда не успевает произойти разделение объемных зарядов, приводящее к возникновению противодействующего поля. Основными носителями зарядов при протекании тока являются электроны, в результате чего достигается увеличение тока коронного разряда (до 1 А и более).

В-третьих, длительности импульсов напряжения и тока должны быть минимально возможными. Тогда уменьшается вероятность перехода коронного разряда в искровой, а напряженности коронирования увеличиваются.

2. В электродных системах (коронаторах) в виде длинных линий, на которые воздействуют импульсы с наносекундными фронтами, наблюдаются волновые явления формирования начальных стадий ИКР, позволяющие формировать пачки высоковольтных наносекундных импульсов положительной полярности с частотой следования, лежащей в диапазоне сверхвысоких частот. Это препятствует возникновению объемного заряда и повышает эффективность ИКР по наработке активных частиц.

3. Создана установка, обеспечивающая получение в электродной системе с ИКР импульсных напряжений до 100 кВ, импульсных токов до 1 кА. В электродной системе получены времена нарастания (фронты) импульсов напряжения и тока около 7 нс.

4. Получен импульсный коронный разряд с расширенной зоной ионизации. Этому способствовали высокочастотные колебания напряжения положительной полярности - пачка коротких импульсов с малой скважностью (длительность по основанию каждого импульса в пачке ≈ 12 нс) - в начальной части импульса, которые инициированы пробоем обостряющего многозарядного искрового разрядника и в которые вносят вклад волновые процессы в коронаторе.

5. Применение ИКР с расширенной зоной ионизации позволило получить озон с концентрацией до 5 г/м^3 в неосушенном (не подготовленном) воздухе, что перспективно для озонных технологий. Производительность установки и концентрация озона на её выходе возрастают с увеличением амплитуды импульсного тока при неизменной средней мощности. При средней мощности 1 кВт температура внешней трубы электродной системы повышается всего на 10°C (с 20° до 30°C), что подтверждает высокую эффективность указанного вида коронного разряда.

6. Использование ИКР перспективно и для других импульсных технологий. При этом объект, подлежащий обработке, может быть размещен непосредственно внутри электродной системы, где обеспечивается комплексное воздействие на объект целого ряда факторов: плазмы и широкополосного излучения ИКР, сильного импульсного электрического и магнитного поля, активных частиц, в том числе атомарного кислорода и озона. Излучение коронного разряда является широкополосным, поскольку содержит как оптический (в том числе видимый), так и высокочастотный и сверхвысокочастотный участки спектра [11, 12].

Перспективными технологиями с использованием ИКР являются озонные технологии, например, для сельского хозяйства и медицины, а также при подго-

товке питьевой воды и воды в различных бассейнах, технологии очистки сточных вод и газоочистки [7].

Способ генерирования импульсного коронного разряда с расширенной зоной ионизации и устройство для его осуществления защищены патентом [13].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Амиров Р.Х., Асиновский Э.Н., Самойлов Н.С., Шепелин А.В.* Синтез озона, инициируемый наносекундной короной в воздухе // *Химия высоких энергий*. 1992. - Т. 26, № 1. - С. 76-81.
- [2] *Бойко Н.И., Евдошенко Л.С., Зароченцев А.И., Иванов В.М., Тур А.Н.* Высоковольтные искровые разрядники для технологических установок // *Приборы и техника эксперимента*. - 2001. - № 2. - С. 79-88.
- [3] *Бойко Н.И.* Высоковольтные аппараты и технологии на основе комплекса высоковольтных импульсных воздействий // *Вісник НТУ "ХП"*. - 2001. - № 16. - С. 11-16.
- [4] *Гибалов В.И.* Синтез озона в барьерном разряде // *Журнал физической химии*. - 1994. - Т. 68, № 6. - С. 1136-1141.
- [5] *Данилин В.В., Кокуркин М.П., Пашин М.М. и др.* Высокочастотные озонаторы нового поколения // *Электротехника*. - 2001. - № 9. - С. 39-41.
- [6] *Бойко Н.И.* Высоковольтные импульсные трансформаторы для технологических установок // *Вісник НТУ "ХП"*. - 2001. - № 17. - С. 14-17.
- [7] *Высоковольтные электротехнологии / Под ред. И.П. Верещагина*. - М.: изд - во МЭИ, 2000. - 204 с.
- [8] *Месяц Г.А.* Генерирование мощных наносекундных импульсов. - М.: Сов. радио, 1974. - 256 с.
- [9] *Райзер Ю.П.* Физика газового разряда: учеб. руководство. - М.: Наука. Гл. ред. физ. - мат. лит., 1987. - 592 с., ил.
- [10] *Коробцев С.В., Медведев Д.Д., Ширяевский В.Л.* Генерация озона в импульсном коронном разряде. Материалы конференции "Генераторы озона и озонные технологии". - М.: 1997. - Вып. 7(1). - С. 35-44.
- [11] *Техника высоких напряжений / Под ред. Д.В. Разевига*. - М.: Энергия, 1976. - 488 с.
- [12] *Техника высоких напряжений / Под ред. Г.С. Кучинского*. - СПб: Изд. ПЭИПК, 1998. - 700 с.
- [13] Патент (РФ) № 2211800 от 10.09.2003 (Приоритет от 06.07.2001). Способ генерирования озона и устройство для его осуществления / *Н.И. Бойко*. - Напечатано в бюл. № 25 от 10.09.2003.

Поступила 23.03.2004

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СВАРКИ В МАГНИТНЫХ ПОЛЯХ

Лебедев В.А., канд. техн. наук,
ИЭС им. Е.О. Патона НАН Украины
Украина, 03680, Киев-150, ул. Баженко, 11
т. (066) 261-59-44

В статье, посвящённой проблемам защиты дугового механизированного оборудования от помехообразующего влияния внешних магнитных полей, предложено использовать экраны из магнитных материалов с дополнительным применением компенсирующего магнитного поля, образованного витками сварочного кабеля на магнитном экране.

У статті, присвяченій проблемам захисту дугового механізованого устаткування від помехообразующего впливу зовнішніх магнітних полів, запропоновано використовувати екрани з магнітних матеріалів з додатковим застосуванням компенсирующего магнітного поля, утвореного витками зварювального кабелю на магнітному екрані.

В работе [1] нами определены условия, при которых возможно устойчивое ведение процессов сварки с различными видами переносов электродного металла. Эти условия представлены в виде аналитических моделей, но носят оценочный характер, так как учесть все обстоятельства сопутствующие ведению дугового процесса в условиях действия магнитных полей практически невозможно. Здесь в добавок к вышеупомянутыми аналитическим моделям влияние оказывают различные конфигурации свариваемых конструкций в действующих объектах, а, следовательно, разные направленности магнитных полей, их всевозможные пространственные положения, влияние соседних объектов, собственных магнитных полей и др.

Целью настоящей работы является изыскание эффективных средств защиты дугового механизированного сварочного процесса от вредного влияния внешних магнитных полей, а также определение их технических и технологических параметров на основании имеющихся оценочных аналитических моделей и опыта работы.

В работе [1] нами показано, что наиболее сложной является сварка с переносом электродного металла через дугу при действии внешнего поперечного магнитного поля. Существует несколько приёмов или способов, позволяющих реализовать дуговой процесс в магнитном поле. К их числу относятся группы активных и пассивных средств реализации дугового сварочного процесса при действии помехообразующих внешних магнитных полей. Так к числу активных средств можно отнести создание специальными катушками магнитных полей, противодействующих помехообразующим полям, обеспечение принудительного переноса электродного металла за счёт действия дополнительных сил на каплю – инерционных при реализации импульсной подачи электродной проволоки, электродинамических при использовании импульсных источников питания, электромагнитных при наложении продольного магнитного поля, или при импульсном воздействии защитного газа. Здесь следует отметить, что все вышеперечисленные способы обеспечения процесса сварки в помехообразующих магнитных полях могут быть эффективными до определённых величин напряжённостей этих полей, кроме этого они требуют применения достаточно сложных специальных средств.

Наиболее простыми в большинстве случаев использования дуговой сварки могут быть пассивные средства защиты места горения дуги. К числу пассивных средств можно отнести различные виды и формы кранов, выполняемых из ферромагнитных материалов. К числу таких экранов можно отнести экраны, которые локализируют источник возникновения полей

или локализуют зону, в которой проводятся сварочные работы. Экраны могут быть плоскими, кольцевыми (цилиндрическими) или другой произвольной геометрической формы. При этом экраны выполняются однослойными и многослойными с чередованием ферромагнитных и немагнитных слоев. Нами при выполнении исследований по поиску наиболее эффективных средств защиты места сварки от действия внешних помехообразующих полей в основном использовались цилиндрические экраны. Действие и установка такого экрана схематически представлен на рис. 1. Выбор конструкции, геометрических размеров экрана и материала, обуславливается следующими обстоятельствами:

напряжённость внешнего помехообразующего магнитного поля;

- место сварки;
- размеры сварочного инструмента (например, держатель сварочного полуавтомата) и возможность манипулирования им.

Держатель сварочного полуавтомата

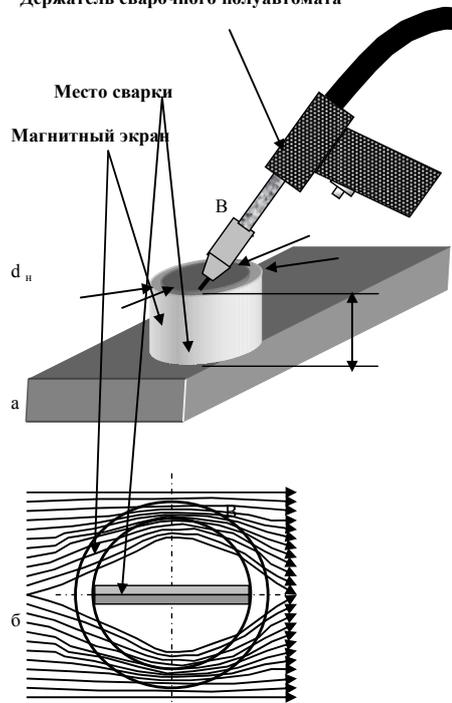


Рис. 1. Сварка в месте экранирования внешних магнитных полей: а- сварка шины в экране; б- действие магнитного поля на экран

Величина напряжённости магнитного поля, от которого защищается место сварки, определяет матери-

ал и толщину стенки экрана (или, при необходимости число слоёв стенки). При этом вводится понятие эффективности экранирования [2], которая которое по сути характеризует степень изменения напряжённости магнитного поля в экранируемой области в сравнение с напряжённостью поля помехообразующего источника. Величина эффективности E с некоторыми допущениями, которые не существенны для первичных и оценочных расчётов, может быть записана в следующем виде

$$E = H_0 / H_{\text{э1}}, \quad (1)$$

где H_0 и $H_{\text{э1}}$ – напряжённости магнитных полей источника внешнего помехообразующего поля и экранируемой зоны соответственно.

Можно заметить, что наши эксперименты с экранами различных форм показали, что наиболее рациональным как с точки зрения технической реализации, так и с точки зрения удобства ведения сварочного процесса является экран в форме цилиндра. Теоретические основы расчёта таких экранов разработаны достаточно хорошо и приведены в ряде работ, например в [3], [4]. В соответствие с работой [3] приближённое выражение для расчёта эффективности экранирования может быть записано следующим образом

$$E \approx H_0 / H_{\text{э1}} \approx \mu_1 (d_n^2 - d_b^2) / 16 d_n^2, \quad (2)$$

где μ_1 – магнитная проницаемость материала экрана.

Из анализа выражения (2) следует, что эффективность экранирования увеличивается с увеличением толщины стенки экрана и при использовании материалов с высокими значениями магнитной проницаемости.

Обычно на практике для экранов стараются использовать подручные материалы, к числу которых относятся отрезки труб подходящих диаметров и толщин стенки. В этом случае, как правило, эффективность экранирования не всегда достаточна, в том числе из-за насыщения материала экрана и возникает необходимость в её повышении. Такое повышение эффективности может быть достигнуто применением многослойных экранов, которые выполняются из нескольких концентрично размещённых цилиндров. Для подсчёта эффективности экранирования многослойных конструкций целесообразно воспользоваться выводами работы [4], где приведено точное решение задачи эффективности E_1 экранирования однородного внешнего магнитного поля для цилиндрических экранов при перпендикулярном относительно оси толсто-стенного цилиндра направлению напряжённости в следующем виде

$$E_1 = H_0 / H_{\text{э1}} = (\mu_0 / 4 \mu_1) [(\mu_1 / \mu_0 + 1)^2 - (d_n^2 / d_b^2) / (\mu_1 / \mu_0 - 1)^2], \quad (3)$$

где μ_c – магнитная проницаемость среды в которой производится сварка.

В работе [5] подробно изложены методики определения эффективности экранирования магнитных полей многослойными конструкциями экранов. Так как, судя по нашему опыту проведения сварок во внешних помехообразующих магнитных полях, в том числе при сварке ошиновки на работающем электролизёре, а также исходя из оценочных расчётов, обычно достаточно применение двухслойной конструкции. Для вывода уравнения, определяющего эффективность экранирования двухслойного экрана, примем, что величины магнитных проницаемостей обоих слоёв одинаковы, т.е. $\mu_1 = \mu_2$ (μ_1 и μ_2 – магнитные проницаемости первого и второго экранирующих слоёв). Тогда уравнение для определения эффективности E_2 экранирования такого экрана можно записать в следующей форме

$$E_2 = 1 + (\mu_c / 2 \mu_1) \left(\frac{d_{n1} - d_{b1}}{d_{n2} - d_{b2}} + \frac{d_{n2} - d_{b2}}{d_{n1} - d_{b1}} \right) + \frac{(\mu_c / 2 \mu_1)^2 (d_{n1} - d_{b1})(d_{n2} - d_{b2}) d_{n1}^2}{4 d_{n1} d_{n2} d^2} \left(1 - \frac{d_{n1}^2}{d^2} \right), \quad (4)$$

где d_{n1} , d_{b1} , d_{n2} , d_{b2} – соответственно наружные и внутренние диаметры первого и второго слоёв цилиндрического экрана.

Уместно заметить, что применение многослойных конструкций не ведёт к пропорциональному повышению эффективности экранирования магнитных полей при увеличении числа слоёв экрана. Здесь скажется эффект снижения магнитного сопротивления системы при добавлении новых слоёв экрана.

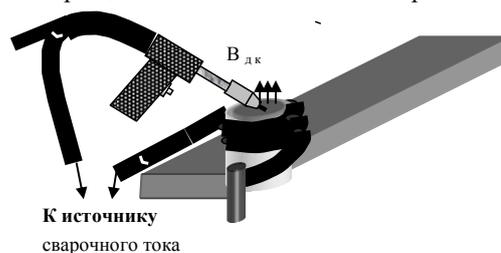


Рис. 2 Организация места сварки в магнитном поле с использованием цилиндрического экрана и дополнительной катушки с магнитной индукцией $B_{\text{дк}}$

Исходя из вышеизложенного и материалов работы [1] можно сформулировать условие выбора параметров и материалов магнитного экрана (определённых в значениях эффективностей экранирования для каждой конструкции экрана), обеспечивающее такое снижение уровня напряжённости в зоне горения дуги, которое будет приемлемо для реализации устойчивого течения процесса дуговой сварки с переносом электродного металла через дуговой промежуток следующим образом.

$$\frac{\mu_0 I}{2\pi r E_{1,2}} < \frac{2 K \pi r^2_{\text{э}} (T_{\text{кр}})}{(\mu_m / \rho)^{2/3} r_{\text{ш}} \ell_{\text{п}} I_{\text{д}}}, \quad (5)$$

где I – ток объекта, на котором проводится сварка, r – расстояние от объекта до места где определяются параметры магнитного поля $E_{1,2}$ – эффективности экранирования однослойной и двухслойной цилиндрических конструкций, K – коэффициент ($K = 2,1 \cdot 10^{-7}$ кг·м / С²·град), ρ , μ_m – плотность и молекулярная масса электродного металла при температуре T , $T_{\text{кр}}$ – критическая температура, $r_{\text{э}}$ – радиус электродной проволоки, $r_{\text{ш}}$ – радиус шейки капли электродного металла, $\ell_{\text{п}}$ – длина жидкой перемычки, $I_{\text{д}}$ – ток дугового процесса.

Опыт использования магнитных экранов, которые рассчитаны с использованием выражения (5) показывает, что в ряде случаев процесс недостаточно устойчив, что свидетельствует о недостаточной эффективности применённых средств защиты или об изменениях в параметрах сварочного процесса или магнитного поля. Чаще всего встречаются ситуации, когда из-за конечного значения длины цилиндрического экрана, обусловленной необходимостью манипулирования в его середине шланговым держателем, силовые магнитные линии поля попадают внутрь экрана. В этих случаях нами предложена и испытана в производственных условиях схема организации сварочного процесса с дополнительной обмоткой вокруг экранирующего цилиндра. Такая схема представлена

на рис. 2. В качестве обмотки используется сварочный кабель, намотанный на цилиндрический экран таким образом, чтобы его витки с током сварки I_d в результате сложения (суперпозиции) образовали поле, направленное против той части внешнего помехообразующего поля, которое стремится проникнуть в защищаемую зону. Таким образом, очевидно, что такая катушка из сварочного кабеля является компенсирующей для внешнего поля в случае его отклонения от поперечного положения.

Практика сварки в магнитных полях электролизёров показывает, что магнитный экран в виде цилиндра, оснащённый катушкой, по которой протекает сварочный ток, значительно эффективнее экрана с аналогичными параметрами, но без катушки. Можно предположить, что применение катушки со сварочным током в данном случае оказывает подмагничивающее влияние с увеличением магнитной проницаемости материала экрана.

Ещё одним средством, существенно повышающим устойчивость процесса дуговой сварки в магнитном поле, является применение импульсной подачи электродной проволоки с обеспечением управляемого переноса электродного металла.

Приведём пример выбора конструкции магнитного экрана для применения при сварке алюминиевого шинпровода, по которому протекает ток нагрузки $I = 2,5 \cdot 10^3$ А. Ток дуги необходимого по технологии сварочного процесса $I_d = 200$ А. Сварка производится в нижнем положении алюминиевой электродной проволокой типа Св АК5 диаметром 1,6 мм в среде аргона. Магнитное поле по отношению к оси подачи электродной проволоки практически поперечно. Для начала из выражения (5) определяем требуемое значение эффективности магнитного экранирования в виде следующего неравенства

$$E_{1,2} > \frac{(\mu_m / \rho)^{2/3} r_{ш} \epsilon_n I_d \mu_0 I}{2 K \pi r^2 (T_{кр} - T) 2\pi r}, \quad (6)$$

Исходя из общефизических констант и данных по материалу электродной проволоки его температур плавления и кипения, подставленных в выражение (6) определим, что $E_{1,2} \approx 92$.

Учитывая ограниченные по высоте h габариты экрана для дальнейших расчётов примем $E_{1,2} = 120$. Применим в качестве однослойного экрана с эффективностью $E_1 = 120$ материал в виде обычной листовой стали, для которой $\mu_1 = 3500$.

Далее, используя выражение (3), определим из него соотношение внутреннего и наружного диаметров цилиндрического экрана

$$(d_b / d_n) = \sqrt{\frac{(\mu_1 / \mu_c + 1)^2}{(\mu_1 / \mu_c - 1)^2} \frac{4 \mu_1 E_1}{(\mu_c)(\mu_1 / \mu_c - 1)^2}} \quad (7)$$

Учитывая, что практически всегда выполняется условие $\mu_1 / \mu_c \gg 1$, выражение (7) можно упростить следующим образом

$$(d_b / d_n) = \sqrt{1 - \frac{4 \mu_c E_1}{\mu_1}} \quad (8)$$

Принимая во внимание, что в период сварки в пространстве, где проводится сварка, образуется смесь паров и газов, магнитную проницаемость которой можно считать близкой к магнитной проницаемости воздуха, так как у аргона она ниже, чем у воздуха, а у паров металла несколько выше. При подстановке известных величин в выражение (8) получим соотношение $(d_b / d_n) \approx 0,91$. Далее, учитывая, что для манипулирования сварочным держателем требуется ци-

линдрический экран с внутренним диаметром 200 мм, находим значение наружного диаметра $d_n = 220$ мм. Толщина стенки экрана в этом случае составит 10 мм. Очевидно, что в рассмотренном случае для экранирования магнитного поля может быть взят отрезок обычной толстостенной трубы.

На рис.3 показана фотография подготовленного рабочего места при сварке полуавтоматом ПШ107ВА (одна из специальных модификаций полуавтоматов блочно-модульной конструкции) участка алюминиевого шинпровода алюминиевого электролизёра с применением цилиндрического магнитного экрана, параметры которого рассчитывались по вышеприведенной методике, и дополнительно оснащённого витками сварочного провода. Такая организация рабочего места позволила обеспечить устойчивое ведение процесса сварки алюминия в среде аргона непосредственно во время работы электролизёра без снятия напряжения с его токоведущих частей, которые подвергались ремонту средствами указанной дуговой сварки.

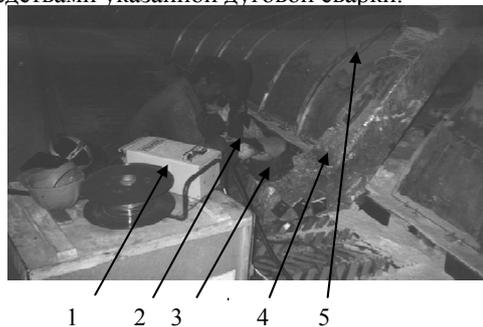


Рис.3 Сварке полуавтоматом участка алюминиевого шинпровода алюминиевого электролизёра с применением магнитного экрана: 1-полуавтомат ПШ107ВА, 2- держатель полуавтомата, 3- цилиндрический экран с намотанным на нём сварочным кабелем, шинпровод, 5-электролизёр

ВЫВОДЫ

1. Выражения для определения параметров конструкции и материалов магнитного экрана носят оценочный характер, но достаточны для первоначального выбора толщины его стенки. В каждом конкретном случае реализации сварки в магнитном поле параметры экрана должны уточняться и корректироваться с учётом положения места сварки относительно ориентации поля, возможности манипулирования сварочным держателем. Корректировка, связанная с увеличением толщины стенки экрана может проводиться за счёт установки второго экранирующего слоя.

2. Помехи, сварочному процессу, проводимому в экране, возникающие в результате изменения направления помехообразующего магнитного поля, могут быть устранены за счёт введения противодействующего магнитного поля, образованного витками кабеля, по которому протекает сварочный ток.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лебедев В.А. Задачи сварки в магнитных полях //Автомат сварка. №2,- 2004, С
- [2] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа. 1973. 752 с.
- [3] Шапиро Д.Н. Основы теории электромагнитного экранирования. Л.: Энергия. 1975. -108 с.
- [4] Апполонский С.М. Справочник по расчёту электромагнитных экранов. Л.: Энергоатомиздат. 1988.224 с.
- [5] Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М., Л.: Госэнергоиздат, 1957,- 327 с.

Поступила 02.12.2003

УЛУЧШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ПЕРЕХОДЕ НА ЧАСТОТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Вороновский Г.К., д.т.н., Золотухин Л.О.

ГП "Харьковская ГЭЦ-5"

Украина, 62371, Харьковская обл., Дергачевский р-н, пос. Подворки,

тел. (0572)20-50-50, факс (057) 712-48-98

Заміна нерегульованих асинхронних двигунів на частотнокеровані дозволяє значно поліпшити їх енергетичні показники. Розглянута методика розрахунку робочих характеристик частотнокерованих асинхронних двигунів, яка дозволяє визначити ефективність вказаної заміни.

Замена нерегулируемых асинхронных двигателей на частотноуправляемые позволяет улучшить их энергетические показатели. Рассмотрена методика расчета рабочих характеристик частотноуправляемых асинхронных двигателей, которая позволяет оценить эффективность указанной замены.

Одним из самых распространенных типов двигателей тепловых электрических станций, используемых для привода дымососов, вентиляторов, насосов холодной и горячей воды, являются асинхронные двигатели. Особенностью их работы является неравномерное нагружение в течение определенного периода времени, что обусловлено технологическими причинами производства и распределения электрической энергии между потребителями. Любое снижение нагрузки от номинальной приводит к уменьшению энергетических показателей асинхронных двигателей (коэффициент мощности, коэффициент полезного действия) и при снижении нагрузки в 2-2,5 раза уменьшение энергетических показателей может быть существенным.

Улучшение рабочих свойств асинхронных двигателей, работающих при переменных нагрузках, может быть получено путем замены нерегулируемых двигателей на частотноуправляемые, питаемых от статических преобразователей частоты, что в некоторой степени позволяет решить актуальную проблему энергосбережения.

Нагрузка указанных двигателей, в основном, носит вентиляторный характер и в этом случае может быть использован квадратичный закон регулирования [1]:

$$\frac{U_1}{U_{1н}} = \left(\frac{f_1}{f_{1н}} \right)^2, \quad (1)$$

или в относительных единицах $\gamma = \alpha^2$,

где $\gamma = \frac{U_1}{U_{1н}}$ – относительное значение напряжения.

Тогда приложенное к двигателю напряжение изменяется в процессе регулирования по закону

$$U_1 = U_{1н} \gamma = U_{1н} \cdot \alpha^2;$$

$\alpha = \frac{f_1}{f_{1н}}$ – коэффициент регулирования.

При регулировании по этому закону коэффициент мощности, коэффициент полезного действия и перегрузочная способность двигателя остаются постоянными при уменьшении частоты питающего на-

пряжения вплоть до половины номинальной.

Основные соотношения, необходимые для расчета рабочих характеристик двигателя, могут быть получены с использованием Г-образной схемы замещения [2] и упрощенной векторной диаграммы двигателя. Указанные схема замещения и векторная диаграмма приведены на рис. 1, 2.

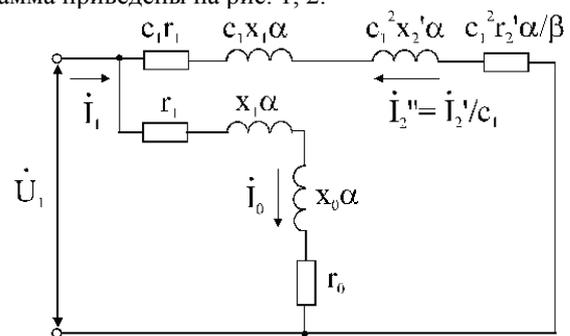


Рис.1 Г-образная схема размещения частотуправляемого асинхронного двигателя

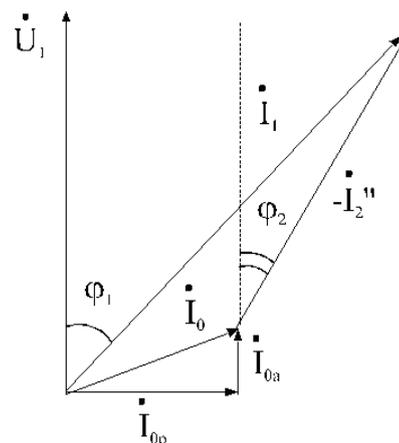


Рис. 2 Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Алгоритм расчета рабочих характеристик сводится к последовательному определению соотношений, характеризующих работу двигателя, в зависимости от частоты приложенного напряжения для выбранного закона управления.

Полное сопротивление рабочего контура схемы замещения, представляющего правую ветвь ее, равно:

$$Z_{кр} = c_1 \sqrt{\left(r_1 + c_1 \cdot r_2' \cdot \frac{\alpha}{\beta}\right)^2 + \alpha^2 (x_1 + c_1 \cdot x_2')^2}, \quad (2)$$

где $c_1 = 1 + \frac{x_1}{x_0}$ – коэффициент, учитывающий насыщение магнитной системы; x_1, x_0 – индуктивность рассеяния обмотки статора и главное индуктивное сопротивление двигателя; r_2', x_2' – параметры обмотки ротора; $\beta = \frac{f_2}{f_{1н}}$ – абсолютное скольжение ротора, заданное в процессе расчета.

При использовании Г-образной схемы замещения магнитный поток двигателя не зависит от параметров рабочего контура (без учета насыщения), а определяется только законом изменения частоты и напряжения. Для квадратичного закона регулирования $\gamma = \alpha^2$ магнитный поток зависит от частоты питающего напряжения:

$$\Phi = \frac{U_{1н} \cdot \alpha}{c \cdot f_{1н}}, \quad (3)$$

где $c = 4,44 w_1 \cdot k_{об1}$ – постоянная фазной обмотки статора.

При регулировании «вниз» поток уменьшается и можно считать магнитную систему двигателя ненасыщенной. В этом случае реактивная составляющая тока холостого хода пропорциональна магнитному потоку:

$$I_{орн} = I_{орн} \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right), \quad (4)$$

где $I_{орн}$ – реактивная составляющая тока холостого хода при номинальной частоте.

Реактивная составляющая тока статора, определяемая из векторной диаграммы равна:

$$I_{1р} = I_{орн} + I_2'' \sin \varphi_2 = \gamma \left[\frac{I_{орн}}{\alpha} + \frac{U_{1н}}{Z_{к\beta}^2} \cdot c_1 \cdot \alpha (x_1 + c_1 x_2') \right]. \quad (5)$$

Активная составляющая тока статора:

$$I_{1а} = I_{оа} + I_2'' \cos \varphi_2 = I_{оа} + \frac{U_{1н} \cdot \gamma}{Z_{к\beta}^2} \cdot c_1 \cdot \alpha \left(r_1 + r' \frac{\alpha}{\beta} \right), \quad (6)$$

где $I_{оа}$ – активная составляющая тока холостого хода.

Активная составляющая тока холостого хода определяется суммой потерь двигателем в режиме холостого хода:

$$\sum p_0 = p_{мо} + p_{ст} + p_{мех}, \quad (7)$$

где $p_{мо}$ – потери в меди обмотки статора; $p_{ст}$ – потери в стали сердечника статора; $p_{мех}$ – механические потери.

Потери в меди обмотки статора:

$$p_{мо} = m_1 \cdot I_{орн}^2 \left(\frac{\gamma}{2}\right)^2 \cdot r_1. \quad (8)$$

Потери в стали сердечника статора:

$$p_{ст} = p_{стн} (\alpha)^n \left(\frac{\gamma}{\alpha}\right)^2, \quad (9)$$

где $p_{стн}$ – потери в стали при номинальной частоте и

номинальном напряжении; $n = 1,3 \div 1,5$ – коэффициент, зависящий от марки стали.

Механические потери могут быть определены по следующему соотношению [3]:

$$p_{мех} = p_{мехн} \cdot \alpha^{\kappa}, \quad (10)$$

где $p_{мехн}$ – механические потери при номинальной частоте; $\kappa = 1 \div 1,5$ – конструктивный коэффициент, определяемый габаритами двигателя и подшипниковой системой.

Активная составляющая тока холостого хода:

$$I_{оа} = \frac{\sum p_0}{m_1 \cdot U_{1н} \cdot \gamma}. \quad (11)$$

Полный ток статора:

$$I_1 = \sqrt{I_{1а}^2 + I_{1р}^2}. \quad (12)$$

Коэффициент мощности двигателя:

$$\cos \varphi = \frac{I_{1а}}{I_1}. \quad (13)$$

Подведенная к двигателю активная мощность:

$$P_1 = m_1 \cdot U_{1н} \cdot \gamma \cdot I_{1а}. \quad (14)$$

Полные потери в двигателе:

$$\sum P = p_{м1} + p_{м2} + p_{ст} + p_{мех} + p_{дооб}. \quad (15)$$

Потери в обмотке статора:

$$p_{м1} = m_1 \cdot I_1^2 \cdot r_1 \cdot m_{t1}, \quad (16)$$

где m_{t1} – температурный коэффициент, зависящий от класса изоляции обмотки статора.

Потери в обмотке ротора определяются по току рабочего контура схемы замещения:

$$p_{м2} = m_1 \left(\frac{U_{1н}}{Z_{к\beta}}\right)^2 \cdot c_1^2 \cdot r_2' \cdot m_{t2}, \quad (17)$$

где m_{t2} – температурный коэффициент, зависящий от температуры нагрева обмотки ротора.

Потери в стали и механические потери определяются по соотношениям (9), (10).

Добавочные потери в общем случае равны:

$$p_{дооб} = 0,005 P_1. \quad (18)$$

Величина полезной мощности, снимаемой с вала двигателя:

$$P_2 = P_1 - \sum P. \quad (19)$$

Коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (20)$$

Электромагнитный момент двигателя определяется соотношением:

$$M_{эм} = \frac{m_1 \cdot p (U_{1н} \cdot \gamma)^2 c_1 \cdot r_2'}{2\pi \cdot f_{1н} \cdot \beta \cdot Z_{к\beta}^2}, \quad (21)$$

где p – число пар полюсов обмотки статора.

Максимальный момент двигателя, определяющий его перегрузочную способность:

$$M_{max} = \frac{p \cdot m_1 (U_{1н} \cdot \gamma)^2}{4\pi \cdot f_{1н} \cdot c_1 \cdot \alpha \left[r_1 + \alpha (x_1 + c_1 x_2') \right]}. \quad (22)$$

Полезный момент на валу:

$$M_2 = \frac{P_2}{\omega_{1H}(\alpha - \beta)}, \quad (23)$$

где ω_{1H} – синхронная угловая частота вращения при номинальной частоте.

Перегрузочная способность двигателем:

$$K_M = \frac{M_{\max}}{M_2}. \quad (24)$$

По приведенной методике был произведен анализ рабочих характеристик асинхронного двигателя АН4-17-45-10 мощностью $P_2 = 1600$ кВт, на номинальное напряжение $U_{1H} = 6000$ В с синхронной частотой вращения $n_1 = 600$ об/мин. Анализировалась работа нерегулируемого двигателя при переменной нагрузке и его, как частотноуправляемого, при том же диапазоне изменения нагрузки на валу при квадратичном законе регулирования. Целью анализа является сравнение энергетических показателей двигателя в рассматриваемых режимах. В качестве характеристики энергетических показателей двигателя в исследуемых режимах принят коэффициент κ_3 , представляющий собой произведение коэффициента мощности двигателя ($\cos\varphi$) и коэффициента полезного действия (η), т.е. $\kappa_3 = \cos\varphi \cdot \eta$. Рабочие характеристики нерегулируемого двигателя при изменении нагрузки приведены на рис. 3.

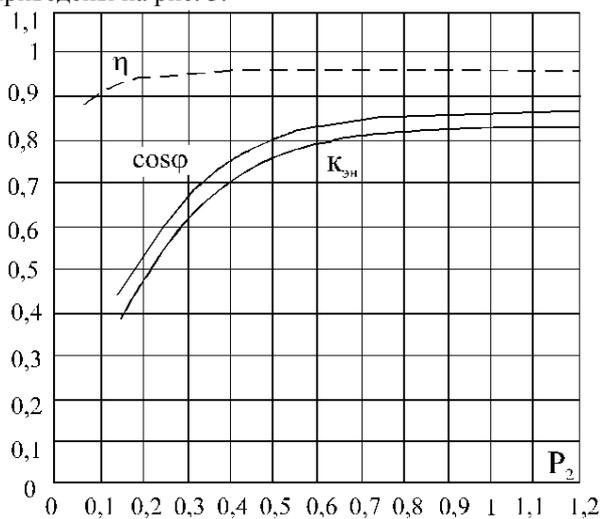


Рис. 3 Рабочие характеристики нерегулируемого асинхронного двигателя

Характеристики частотноуправляемого асинхронного двигателя рассчитывались при постоянном абсолютном скольжении $\beta = 0,008$, что соответствует номинальному скольжению двигателя в режиме номинальной частоты $\alpha = 1$. Характеристики в зависимости от частоты регулирования приведены на рис. 4. Расчетная кривая полезной мощности представляет собой кубическую параболу ($m_2 \sim \alpha^3$), а полезного момента – квадратичную параболу ($m_2 \sim \alpha^2$), что соответствует работе двигателя в режиме вентиляторной характеристики.

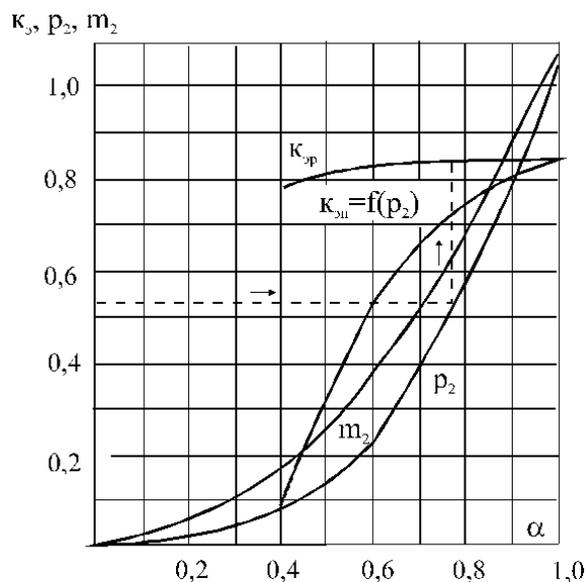


Рис. 4 Регулирование по закону $y = \alpha^2$

Изменение частоты питающего напряжения α приводит к изменению полезной мощности на валу двигателя, а значит, к изменению энергетического коэффициента κ_3 . Как видно из рис. 4 в диапазоне принятого изменения коэффициента регулирования изменение $\kappa_{3р}$ происходит в небольших пределах.

Характер изменения энергетического коэффициента нерегулируемого двигателя $\kappa_{3н}$ при изменении нагрузки на валу имеет круто падающий характер и при малых мощностях достигает небольших значений. Так, для нижней ступени мощности $p_2 = 0,4$ для энергетических коэффициентов получим соответственно $\kappa_{3р} = 0,82$ и $\kappa_{3н} = 0,69$, т.е. регулирование мощности двигателя путем изменения частоты и напряжения по принятому закону позволяет увеличить энергетический коэффициент на (18-20)%.

Предложенная методика расчета рабочих характеристик частотноуправляемых асинхронных двигателей позволяет оценить энергетические показатели двигателей при регулировании частоты питающего напряжения для основных законов частотного управления. Сравнительный анализ энергетических показателей нерегулируемых и частотноуправляемых асинхронных двигателей показал, что использование последних в приводах с переменной нагрузкой дает возможность повысить энергетическую эффективность привода, что связано с актуальной проблемой энергосбережения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины, ч. 2. – М., Л.: Госэнергоиздат, 1965. – 643 с.
- [2] Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980. – 903 с.
- [3] Копылов И.П. Проектирование электрических машин. – М.: Энергия, 1980. – 486 с.

Поступила 26.01.2004

ФЕНОМЕН ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОГО ЗАКОНА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ПРИРОДЕ И УЧЕБНЫЙ ПРОЦЕСС

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) 70-76-841, факс (0572) 70-76-133, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

На прикладах відомих просторово-часових розподілень таких форм фізичного поля як іонізуючого, температурного та електромагнітного полів у суцільних середовищах виявлено універсальність та загальність експоненціального закону зміни у них їх основних характеристик. Феномен цього закону вказує на силу знань людства про природу, єдність та цілісність мироздання та може бути використаний у загальнонауковій підготовці студентів вищих учбових закладів.

На примерах известных пространственно-временных распределений таких форм физического поля как ионизирующего, температурного и электромагнитного полей в сплошных средах выявлена универсальность и всеобщность экспоненциального закона изменения в них их основных характеристик. Феномен данного закона указывает на силу знаний человечества о природе, единство и целостность мироздания и может быть использован при общенаучной подготовке студентов высших учебных заведений.

*SCIENTIA EST POTENTIA
(В пер. с лат.: ЗНАНИЕ–СИЛА)
Фрэнсис Бэкон*

ВВЕДЕНИЕ

Вопросы разработки и создания передовой системы образования по мере неуклонного развития цивилизации становятся ключевой общечеловеческой задачей, принимающей в настоящее время стратегический характер для мирового сообщества [1]. В этой связи объективно повышается роль физико-математических знаний как фундаментального инструментария при постижении материального бытия, подготовке и становлении всесторонне развитой личности. Последнее откладывает определенный отпечаток на методологию преподавания научных дисциплин в высших учебных заведениях Украины, особенно технического профиля. При этом «краеугольными камнями» учебного процесса становятся: системность, высокий уровень, единство и общность как самого преподавания, так и предлагаемых студентам учебных дисциплин. Поэтому полезным, на наш взгляд, будет тот подход к учебному процессу в технических университетах, который учитывает не только вышеуказанное, но и на конкретных примерах показывает и раскрывает студентам физическую сущность и общность законов распределения основных характеристик различных форм существования материи в природе.

На основании методов современной общей, теоретической и математической физики известно, что различные явления в природе вообще, и, в частности, в таких научно-технических областях познания как электрофизика, электротехника, электромеханика, теплофизика, радиотехника, электродинамика, силовая электроника, теплотехника, физика и механика твердого тела, ядерная физика, радиационная техника, электрохимия и других, можно исследовать и описывать на базе статистических и феноменологических подходов [2,7,8,11].

Статистический метод научного исследования позволяет получать искомые соотношения с учетом заданных свойств микроскопической структуры среды (вещества). Этот метод изучения физических явлений основан прежде всего на исследовании внутренней структуры вещества. Получение макроскопических характеристик и закономерностей по заданным микроскопическим свойствам среды и составляет его основную задачу и сущность.

Феноменологический метод описания физических процессов игнорирует микроскопическую структуру вещества, рассматривая последнее как сплошную материальную среду (континуум). Данный метод исследования дает возможность устанавливать определенные общие взаимосвязи между параметрами процесса, характеризующими исследуемое явление в целом. Используя статистический и феноменологический подходы, постараемся выявить и охарактеризовать хотя бы одну общую закономерность или зависимость в распределении физического поля в природе, включая указанные выше области человеческого познания. Под физическим полем будем понимать особую форму существования материи, представляющую собой определенную систему, характеризуемую непрерывным распределением присущих ей физических величин в пространстве и времени [2,3].

Целью данной статьи является идентификация (от лат. *identificare* – *установление совпадения чего-либо* [4]) и описание на основании известных зависимостей обобщенного закона распределения основных характеристик таких разновидностей физического поля как ионизирующего, температурного и электромагнитного полей в сплошных средах, а также постановка в связи с этим определенной методико-педагогической задачи и соответственно раскрытие возможной роли такого закона для учебного процесса в высшей школе.

КРИТЕРИЙ ПОДОБИЯ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ВЕЩЕСТВЕ

В качестве критерия подобия законов распределения рассматриваемых форм физического поля в сплошной среде выбираем качественное совпадение пространственных и временных зависимостей их основных физических характеристик в веществе (твердом теле). В данной работе количественные характеристики распределений поля ионизирующего излучения, теплового, электрического и магнитного полей в веществе будут приводиться и обсуждаться лишь поверхностно в форме дополнительного иллюстративного материала. Под основными физическими характеристиками исследуемых форм физического поля будем понимать:

- для поля ионизирующего излучения – количество (концентрацию) ядер атомов вещества, интенсивность ослабления (поглощения) веществом элементарных частиц и плотность потока электронов;
- для температурного поля – абсолютную температуру или превышение температуры вещества;
- для электромагнитного поля – напряженность электрического и магнитного полей в веществе.

ЗАКОНЫ РАДИОАКТИВНОГО РАСПАДА ВЕЩЕСТВА

Процесс естественного превращения атомов вещества, на который нельзя повлиять любым внешним воздействием, принято называть радиоактивным распадом атомов вещества [5]. При радиоактивном распаде атомов вещества различают следующих три широко известных основных вида ионизирующего излучения: α -, β - и γ -излучение. Распад нестабильных ядер атомов вещества в обобщенном виде подчиняется следующему всемирно известному закону [6]:

$$N(t) = N_0 \cdot e^{-\lambda t}, \quad (1)$$

где N_0 – число ядер атомов в начальный момент времени ($t = 0$); $N(t)$ – число ядер атомов, не распавшихся по прошествии времени t ; $\lambda = 0,693/T_{1/2}$ – постоянная распада (например, для радиоактивного изотопа йода 131 имеем $\lambda = 3,57 \cdot 10^{-3} \text{ час}^{-1}$ [6]); $T_{1/2}$ – период полураспада, то есть время, в течение которого распадается половина способных к радиоактивному распаду ядер атомов (например, для радиоактивного изотопа йода 131 справедливо – $T_{1/2} = 193,92 \text{ час}$ [6]).

Из (1) следует, что процесс перехода ядер из возбужденного состояния в состояние с меньшей внутренней энергией, сопровождающийся появлением поля ионизирующего излучения, во времени t подчиняется затухающему экспоненциальному закону.

ЗАКОНЫ ПОГЛОЩЕНИЯ ВЕЩЕСТВОМ РАДИОАКТИВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

При прохождении через вещество поля ионизирующего излучения последнее из-за его поглощения испытывает определенное ослабление. Данное ослаб-

ление, например, для γ -излучения, основано на проявлении фотоэффекта (такая элементарная частица как γ -квант или «частица света» проникает в оболочку атома вещества и выбивает электроны, чаще всего из K -оболочки) и эффекта Комптона (γ -квант сталкивается с электроном во внешней оболочке атома вещества, передает ему часть своей энергии, изменяет направление движения и рассеивается) [6]. Ослабление γ -излучения или уменьшение его интенсивности I_0 в веществе характеризуется следующей известной обобщенной зависимостью [6]:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu d}, \quad (2)$$

где I_0 – интенсивность γ -квантов (фотонов) до прохождения вещества-поглотителя; I – интенсивность γ -квантов (фотонов) после прохождения вещества-поглотителя; d – толщина вещества-поглотителя; μ – коэффициент ослабления излучения (например, при γ -излучении радиоактивного изотопа кобальта $Co - 60$ численное значение μ для свинца-поглотителя составляет $\mu = 0,53 \text{ см}^{-1}$ [6]).

Заметим, что в (2) под интенсивностью I_0 обычно понимается произведение энергии γ -кванта (фотона) на число γ -квантов, падающих каждую секунду на вещество-поглотитель, а коэффициент ослабления излучения μ зависит от энергии γ -квантов и свойств поглощающего материала. Из (2) видно, что пространственное ослабление γ -излучения в веществе-поглотителе подчиняется экспоненциальному закону поглощения. Следует отметить, что экспоненциальный закон поглощения (2) для γ -излучения по форме идентичен и характерен также для ослабления в веществе α - и β -излучений, для которых отличительной чертой будут являться лишь соответствующие только им коэффициенты ослабления μ веществом поля ионизирующего излучения [6].

ЗАКОНЫ ТЕРМО- И АВТОЭЛЕКТРОННОЙ ЭМИССИИ ЭЛЕКТРОНОВ

Известно, что за счет тепловых колебаний кристаллической решетки твердого тела электрон может получать добавочную энергию (энергию активации), достаточную для его выхода из твердого тела в вакуум. Плотность тока J_T термоэлектронной эмиссии электронов из твердого тела вычисляется по известной формуле Ричардсона–Дешмана [7]:

$$J_T = k_T A T^2 e^{-\Phi/k_p T} \quad (3)$$

где k_T, k_p – квантово-механические коэффициенты; A – постоянная Ричардсона; Φ – термодинамическая работа выхода электрона; T – абсолютная температура твердого тела.

Формула (3) показывает, что термоэлектронный ток в вакууме, как одна из форм поля ионизирующего излучения, изменяется согласно закону убывающей

экспоненты. Следует указать, что за счет применения у поверхности тела (металла) внешнего ускоряющего электрического поля с напряженностью E можно снижать термодинамическую работу выхода электрона Φ из твердого тела (эффект Шоттки), что приводит к увеличению плотности термоэлектронного тока J_T .

В сверхсильных электрических полях ($E \approx 100$ МВ/м) потенциальный барьер в твердом теле становится настолько узким, что электроны могут проходить через него вследствие туннельного эффекта [7]. Это известное и практически важное в силовой электронике явление получило название автоэлектронной или холодной эмиссии электронов, плотность тока которой J_A определяется известной формулой Фаулера–Нордгейма, которая по форме записи аналогична убывающему экспоненциальному соотношению (3) и содержит собственные только ей квантово-механические параметры и коэффициенты [7].

ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ В ВЕЩЕСТВЕ

Анализ известных решений для одно-, дву- и трехмерных чисто тепловых нестационарных полей $\theta(x, y, z, t)$ в режиме нагревания (охлаждения) физических тел различной геометрической формы показывает, что они имеют одинаковую структуру, представляющую собой, например, для неограниченной однородной пластины в одномерном случае с пространственной координатой z бесконечный ряд следующего вида [8,9]:

$$\theta(z, t) = \theta_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n U_n(z) e^{-m_n t}, \quad (4)$$

где $\theta(z, t)$ – температура физического тела, изменяющаяся в пространстве и времени; θ_0 – температура окружающей физическое тело среды; A_n – постоянные коэффициенты, находимые из краевых условий тепловой задачи; $U_n(z)$ – множитель, определяющий зависимость температуры тела от пространственной координаты z ; t – текущее время; m_n – постоянное положительное число, причем $m_1 < m_2 < m_3 < \dots < m_n$, а $n = 1, 2, 3, \dots$

В (4) для тел одинаковой геометрической формы, но с различными начальными распределениями температуры $\theta(z, 0)$ будут соответственно и разные численные значения коэффициента A_n . Специфика геометрической формы нагреваемого или охлаждаемого тела в формуле (4) учитывается различным видом множителя $U_n(z)$. Из (4) видно, что все члены приведенного нами ряда для нестационарного температурного поля безграничной пластины изменяются по быстро убывающим экспоненциальным функциям времени t . Причем, благодаря вышеуказанному нера-

венству для m_n с увеличением значений времени t последующие члены ряда (4) будут убывать быстрее предыдущих, то есть рассматриваемый ряд становится быстросходящимся.

Приведем далее обобщенное аналитическое выражение для пространственно-временного распределения одномерного стационарного температурного поля с ненулевыми начальными условиями ($\theta(z, 0) - \theta_0 \neq 0$) в неограниченной массивной изотропной электропроводящей пластине с переменным током круговой частоты ω [10]:

$$\theta(z, t) = \theta_0 + \theta_m B(z, t) e^{-z/\Delta_T}, \quad (5)$$

где θ_m – амплитудное значение температуры пластины; $B(z, t)$ – множитель, определяемый временным законом изменения температуры на наружной поверхности пластины и характером проникновения в нее электротеплового поля; $\Delta_T = \sqrt{2\lambda_0 / \omega c_0}$ – глубина проникновения температурного поля в глубь пластины [10,16]; λ_0, c_0 – соответственно коэффициент теплопроводности и удельная теплоемкость на единицу объема материала пластины.

Из (5) явствует, что амплитуда температуры θ_m по глубине металлической пластины с переменным током изменяется (уменьшается) по экспоненциальному закону.

Для полноты картины пространственно-временного изменения температурного поля в веществе приведем в обобщенном виде и известное решение для одномерной нестационарной тепловой задачи применительно к массивному неограниченному плоскому твердому (металлическому) телу толщиной h ($h \gg \Delta_T$), испытывающему воздействию мгновенного плоского источника теплоты [11]:

$$\theta(z, t) = \theta_0 + \theta_m(t) e^{-z^2/k_C t}, \quad (6)$$

где $\theta_m(t)$ – изменяющееся во времени t максимальное значение поверхностной температуры пластины, зависящее от количества выделяющейся на единице ее поверхности тепловой энергии и теплофизических свойств материала пластины; k_C – постоянный коэффициент, определяемый теплофизическими характеристиками материала физического тела (пластины).

Согласно (6) следует, что процесс распространения тепла вдоль пространственной координаты z в массивной неограниченной пластине при воздействии на нее мгновенного теплового импульса осуществляется также по затухающей экспоненте.

ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ВЕЩЕСТВЕ

В соответствии с известными результатами теоретических исследований проникновения внешнего одномерного нестационарного электромагнитного поля в изотропную стенку немагнитного плоского или цилиндрического проводника для напряженностей

магнитного $H(z, t)$ и электрического $E(z, t)$ полей в исследуемом проводнике будут справедливы следующие обобщенные выражения [12-14]:

$$H(z, t) = H_s(z, t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_k(t) V_k(z) e^{-\varphi_k t}, \quad (7)$$

$$E(z, t) = E_s(t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_k(t) R_k(z) e^{-\varphi_k t}, \quad (8)$$

где $H_s(z, t)$, $E_s(t)$ – составляющие напряженностей магнитного и электрического полей, определяемые временной формой воздействующего на физическое тело электромагнитного поля и геометрической конфигурацией проводника; $A_k(t)$, $B_k(t)$ – переменные во времени t коэффициенты, определяемые из краевых условий электромагнитной задачи; $V_k(z)$, $R_k(z)$ – сомножители, определяющие зависимость напряженностей магнитного и электрического полей от пространственной координаты z ; φ_k – постоянное положительное число ($\varphi_k > \varphi_{k-1}$); $k = 1, 2, 3, \dots$

Видно, что в рядах выражений (7) и (8), как и формуле (4) для неустановившейся температуры физического тела, присутствуют составляющие напряженностей электромагнитного поля, экспоненциально убывающие во времени t . Это становится понятным и из физических соображений: при бесконечном возрастании переменной t рассматриваемые характеристики температурного и электромагнитного полей должны принимать определенные установившиеся значения.

По аналогии с выражением (5) заметим, что для установившегося режима одномерного проникновения переменного электромагнитного поля в неограниченный плоский массивный немагнитный однородный проводник для рассматриваемых напряженностей магнитного и электрического полей в обобщенном виде можно записать [15,16]:

$$H(z, t) = H_m M(z, t) e^{-z/\Delta_\Delta}, \quad (9)$$

$$E(z, t) = E_m S(z, t) e^{-z/\Delta_\Delta}, \quad (10)$$

где H_m , E_m – соответственно амплитуды напряженностей переменного магнитного и электрического полей, воздействующих на наружную поверхность ($z=0$) рассматриваемого проводника; $M(z, t)$, $S(z, t)$ – переменные сомножители, учитывающие временную форму воздействующих на проводник полей и особенности их проникновения в глубь проводящего материала физического тела; $\Delta_\Delta = \sqrt{2/\omega\mu_0\gamma_0}$ – классическая глубина проникновения переменного магнитного поля круговой частотой ω в глубь массивного проводника с удельной электропроводностью материала γ_0 [16,17]; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

Из аналитических выражений (9) и (10) можно сделать заключение, что в стационарном режиме напряженности переменного электромагнитного поля экспоненциально убывают по мере их распространения в поглощающей гомогенной среде.

Приведенные соотношения для изменения электромагнитного поля в твердых физических телах следует дополнить и нижеследующими выражениями, описывающими распределения в стационарном (нестационарном) режиме напряженностей магнитного и электрического полей в согласованно включенном коаксиальном кабеле с распространяющейся в нем падающей электромагнитной волной [18]:

$$H(z, t) = H_0(t) e^{-\gamma z}, \quad (11)$$

$$E(z, t) = E_0(t) e^{-\gamma z}, \quad (12)$$

где $H_0(t)$, $E_0(t)$ – временные составляющие напряженностей магнитного и электрического полей в поперечном сечении кабеля; $\gamma = Z_k/Z_B$ – коэффициент распространения, равный отношению полного погонного сопротивления кабеля Z_k к волновому сопротивлению кабеля Z_B .

Учитывая указанные выше соотношения (7)-(12), можно заключить, что переменное электромагнитное поле в проводящем веществе (твердом теле) по мере его распространения от наружной поверхности тела в глубь материала тела изменяется по зависимостям, содержащим затухающую экспоненту.

Таким образом, приведенные примеры пространственно-временных распределений трех различных форм физического поля в веществе свидетельствуют о том, что экспоненциальный закон изменения их основных характеристик в сплошных средах носит исключительный и универсальный характер, принимая форму «мирового» закона для распределения материи в природе. На уникальность и особую важность данного закона для сохранения «порядка» в природе указывают широко известные многочисленные физические процессы энергообмена на микро- и макроскопическом уровнях, непрерывно протекающие в четырехмерном измерении в не- и живом мире [3,19].

Явное качественное совпадение (наличие затухающей экспоненты) приведенных нами пространственно-временных изменений трех рассмотренных форм физического поля в веществе (твердом теле) указывает, с нашей точки зрения, при всем ограниченном масштабе проведенных и представленных в данной работе исследований на единство материи и мироздания. В этой связи уместно привести известное высказывание нашего соотечественника, выдающегося ученого и мыслителя, академика АН СССР и АН УССР Вернадского В.И.: «Сходство планетной системы и строения атома не кажется случайным совпадением – оно является проявлением единства вселенной» [19]. Поэтому феномен (от греч. *phainomenon* – необычное явление [4]) экспоненциального закона распределения физического поля в веществе должен найти свое заслуженное место и отражение в по-

строении концепции (от лат. *conceptio* – *единый замысел* [4]) и методологии образования XXI века.

Сегодня, применительно к реальному учебному процессу в высших учебных заведениях, возможная роль выявленного феномена, при соответствующем изложении его студентам, например, в курсах «Общей физики», «Философии» и спецкурсах, может заключаться в повышении уровня их общенаучной подготовки и практическом закреплении основ диалектического материализма благодаря описанной в этой научной работе диалектике (от греч. *dialektike* – *метод познания действительности в ее целостности, противоречии и развитии* [4]) взаимосвязи таких философских категорий как общее или целое (например, понятие физического поля) и отдельное или частное (например, конкретная форма физического поля) для такой особой формы существования материи в природе как физическое поле.

ВЫВОДЫ

1. Широко распространенные в природе формы физического поля – ионизирующее, температурное и электромагнитное поле для своих пространственно-временных распределений в веществе (твердом теле) подчиняются закону затухающей экспоненты, адекватно описываемому приведенные выше явления природы и приобретающему универсальный и обобщенный характер естественного изменения физического поля в материальном мире.

2. В учебном процессе высшей школы, и особенно в ее технических университетах, например, в курсе «Общей физики» и спецкурсах, для повышения мировоззренческого и общеобразовательного уровня студентов, на наш взгляд, целесообразно осуществлять дополнительный акцент на физические процессы, особенности и общие закономерности взаимодействия различных форм физического поля с живым и неживым веществом (телом).

3. Описанный феномен пространственно-временного распределения физического поля в природе свидетельствует об высокой степени проникновения земного разума в окружающий мир и его познания человеком, общности (целостности) законов сосуществования, взаимосвязи и развития различных форм физического поля как одной из особых форм существования материи.

4. В усилении педагогами технических университетов внимания в учебной работе процессам взаимодействия физического поля с веществом заложена технологическая направленность такого учебно-методического подхода: данным путем осуществляется не только повышение уровня технической подготовки будущих специалистов, но и закладываются основы для разработки и создания в последующем ими новых прогрессивных технологий, например, по высокоэффективной электрофизической обработке твердых, сыпучих и жидких веществ и получению новых материалов с заданными свойствами. Всемирная история науки и техники полна примеров, когда малоизвестные и соответственно малоизученные эффекты взаимодействия различных форм физического

поля с твердым телом открывали новые технологические перспективы для человечества.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Степко М.Ф., Клименко Б.В., Товажнянский Л.Л. Болонский процес і навчання впродовж життя.- Харків: НТУ «ХПІ», 2004.-112с.
- [2] Корнеева Т.В. Толковый словарь по метрологии, измерительной технике и управлению качеством. Основные термины.-М.: Русский язык, 1990.-464с.
- [3] Бондина Н.Н., Хавина И.П. Физические поля в биологических объектах.-Харьков: НТУ «ХПИ», 2001.-203с.
- [4] Большой иллюстрированный словарь иностранных слов.-М.: Русские словари, 2004.-957с.
- [5] Аленицын А.Г., Бутиков Е.И., Кондратьев А.С. Краткий физико-математический справочник.-М.: Наука, 1990.-368с.
- [6] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем.-М.: Мир, 1982.-520с.
- [7] Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/ Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина, т.1, М.: Энергия, 1977.-504с.
- [8] Исаченко В.П., Осипова В.А., Сукомел А.С. Теплопередача.-М.: Энергия, 1975.-488с.
- [9] Лыков А.В. Теория теплопроводности.-М.: Высшая школа, 1967.-599с.
- [10] Баранов М.И. Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с переменным током// Электротехніка і електромеханіка.-2004.-№2.-С.74-76.
- [11] Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики.-М.: Наука, 1972.-735с.
- [12] Баранов М.И., Белый И.В., Хищенко Л.Т. Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током// Электричество.-1976.-№10.-С.1-8.
- [13] Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля.- Харьков: Вища школа, 1979.-140с.
- [14] Баранов М.И. Поверхностный эффект в полом проводящем изотропном цилиндре с аксиальным импульсным магнитным полем// Технічна електродинаміка.-1999.-№2.-С.3-6.
- [15] Белый И.В., Остроумов Г.В., Фертик С.М. Давление на тонкостенную заготовку при обработке ее импульсным магнитным полем// Вестник Харьковского политехнического института. Серия: Магнитно-импульсная обработка металлов.- Харьков: Вища школа, 1971.- вып.1.-№53.-С.3-15.
- [16] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [17] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, т.2.-Л.: Энергоиздат, 1981.-416с.
- [18] Гальперович Д.Я., Павлов А.А., Хренков Н.Н. Радиочастотные кабели.-М.: Энергоатомиздат, 1990.-256с.
- [19] Гумилевский Л.И. Вернадский/ Серия: Жизнь замечательных людей.-М.: Молодая гвардия, 1988.-255с.

Поступила 01.07.2004

ГЕННАДИЙ КИРИЛЛОВИЧ ВОРОНОВСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)

1 июля 2004 года исполнилось 60 лет со дня рождения члена редколлегии нашего журнала, заведующего кафедрой электрических станций НТУ "ХПИ", доктора технических наук, профессора Геннадия Кирилловича Вороновского. Выдающийся ученый-практик, досконально знающий сильные и слабые стороны отечественного энергосектора, талантливый организатор энергетического производства, успешно находящий пути адаптации постсоветских энергокомплексов к рыночным условиям хозяйствования, он является в нашем университете наиболее ярким выразителем идеи всестороннего сближения науки и производства, производства и инженерного образования. По его инициативе в 1992 году на Харьковской ТЭЦ-5 был организован филиал кафедры электрических станций, а в нынешнем году на базе кафедры электрических станций создан учебно-научно-производственный комплекс "Энергетик", в работе которого идеи единства профессиональной и научно-образовательной подготовки будущих энергетиков, а также неразрывности преддипломного и последипломного образования инженерных кадров находят свое полноценное воплощение.

Трудовой путь Геннадия Кирилловича неразрывно связан с энергетикой Украины. В разные годы он работал на Приднепровской ГРЭС, в ПЭО "Днепрэнерго", Минэнерго СССР. Руководил ПЭО "Одессаэнерго", ГАЭК "Харьковоблэнерго". С 1991 года и по сегодняшний день возглавляет Харьковскую ТЭЦ-5. Высокие профессиональные качества Геннадия Кирилловича отмечены почетными званиями "Заслуженный энергетик Украины" (2002) и "Заслуженный энергетик СНГ" (2003). В 2004 году за большой личный вклад в возрождение отечественного энергосектора он награжден Почетной грамотой Верховной Рады Украины.

Ученую степень кандидата технических наук Геннадий Кириллович получил в 1996 году, защитив в Украинском государственном университете пищевых технологий диссертацию на тему "Оптимизация режимов отпуска тепла от ТЭЦ с учетом надежности тепловых сетей". В 2003 году в НТУ "ХПИ" защитил докторскую диссертацию "Автоматизированное оперативное управление централизованным теплоснабжением в условиях неполной информации". Преподавательскую деятельность начал в 1991 году старшим преподавателем кафедры электрических станций. С 1994 года – доцент, а с 1998 года – профессор этой же

кафедры. С января 2004 года – заведующий кафедрой электрических станций и научный руководитель Харьковского регионального центра подготовки энергоменеджеров. Успешно создает собственную научную школу, руководит подготовкой аспирантов и докторантов. Выполняет обязанности заместителя председателя специализированного ученого совета К 64.050.06.

Научные достижения профессора Вороновского

отличаются, прежде всего, глубокой практической направленностью. Концентрируясь вокруг проблематики, связанной с надежностью и экономичностью современной тепловой электростанции, они охватывают самые разные аспекты, начиная от прочностных характеристик металла паропроводов энергоблока и заканчивая оптимальным распределением тепловой и электрической нагрузки между энергоблоками ТЭЦ. Но, все-таки, стержневой темой его научных интересов является усовершенствование теории и практики управления централизованным теплоснабжением,



использование нейросетевых и эволюционных технологий математического моделирования для решения задач управления энергокомплексами. В рамках этого научного направления им предложена, разработана и внедрена на практике концепция замкнутой системы управления отпуском тепла от ТЭЦ, использующая в качестве сигнала обратной связи информацию об избыточном потреблении электрической энергии в быту.

Геннадий Кириллович является соавтором более 100 научных публикаций и изобретений, научных монографий и учебных пособий. Его книги и статьи последних лет, посвященные развитию алгоритмической базы управления отпуском тепла в крупных теплофикационных системах, отмечены в 2004 году призом конкурса "Высокий потенциал", проводимого Отделением прикладных проблем энергетики НАН Украины, а также дипломами и наградами общественных форумов.

Ректорат НТУ "ХПИ", трудовой коллектив электроэнергетического факультета поздравляют Геннадия Кирилловича Вороновского с юбилеем, желают ему здоровья и дальнейших успехов на выбранном им благородном пути укрепления союза высшей школы, науки и производства. Редколлегия журнала присоединяется к этим поздравлениям и выражает надежду на плодотворное творческое сотрудничество с юбиляром.

Список авторів

Б

Баранов Михаил Иванович	87, 111
Баранов Максим Михайлович	87
Бовда Александр Михайлович	73
Боев Вячеслав Михайлович	5
Бойко Николай Иванович	98
Болюх Владимир Федорович	13, 19
Бондар Олег Игоревич	68
Борцов Александр Васильевич	98

В

Васьковский Юрий Николаевич	26
Вороновский Геннадий Кириллович	108

Г

Гайденко Юрий Антонович	26
Гелярская Оксана Анатольевна	75
Герасимчук Александр Владимирович	44
Головань Василь Иванович	29
Головань Иван Васильевич	29

Е

Евдошенко Леонид Свиридович	98
Ерисов Анатолий Васильевич	75

З

Золотухин Леонид Анисимович	108
-----------------------------------	-----

И

Иванов Владимир Михайлович	98
Иванькина Алла Исаковна	98

К

Канов Лев Николаевич	34
Качкур Анатолий Владимирович	44
Клименко Борис Владимирович	8, 65
Кравченко Александр Иванович	73
Крюкова Наталья Валерьевна	75

Л

Лавренюк Андрей Валентинович	49
Лебедев Владимир Александрович	105
Лупиков Валерий Сергеевич	65, 75
Лучук Владимир Феодосиевич	19

М

Марков Александр Михайлович	19
Мартыненко Диана Леонидовна	75
Милых Владимир Иванович	38
Мишин Владимир Иванович	44
Морозов И.В.	81
Мухаметшин Нафис Анисович	65

Н

Носенко Марина Александровна	87
------------------------------------	----

П

Пантелят Михаил Гарриевич	84
Папазов Юрий Николаевич	65
Пентегов Игорь Владимирович	49
Пилюгина Ольга Юрьевна	65
Поляков Игорь Владимирович	38
Полякова Наталия Владимировна	38

Р

Рымар Сергей Владимирович	49
---------------------------------	----

С

Середа Александр Григорьевич	56
------------------------------------	----

Т

Тур Анатолий Николаевич	98
-------------------------------	----

Ц

Цивинский Сергей Станиславович	26
--------------------------------------	----

Ч

Чабан Андрій	61
Чуванков Виктор Юрьевич	65
Чувашев Виктор Анатольевич	65

Ш

Штангеев Евгений Иванович	38
Шульженко Николай Григорьевич	84

Щ

Щукин Игорь Сергеевич	19
-----------------------------	----

Abstracts

Electrical Engineering: Prominent Events. Great Names

Boev V.M.

5

To 175 the anniversary of Michael Faraday publications The First Series of “Experimental research on electricity”.

The basic dates of the life and scientific activity of Faraday, the scientist known in the whole world, are marked. Discovering of electromagnetic induction put the beginning of series of publications under the common title “Experimental research on electricity”, including results of interesting research on magnetism and electricity. The first series of this famous masterpiece “About induction of electric currents” are dated on November 24, 1831.

Key words – Faraday, activity, electromagnetic induction, magnetism, electricity.

Klimenko B.V.

8

Gotfrydu ode (to the 80-th birthday of Professor Biegelmeier)

A short essay about the life and activity of Professor Gottfried Biegelmeier – a prominent scientist and inventor in the area of electrical safety and protection apparatus is given.

Key words – Biegelmeier, scientific activity, protection apparatus.

Electrical Mashines and Apparatus

Bolukh V.F.

13

Efficiency of electromechanical impulsive transformers of induction type. Criteria and analysis.

Criteria for estimation and analysis of efficiency of electromechanical impulsive transformer of induction type, based on accounting of energy losses in the inductor windings and its core, impulse of electrodynamic force acting on the accelerated anchor, and kinetic energy, are introduced. Influence of the complete and partial liquid-nitrogen cooling of the windings and core materials on the basic efficiency criteria and indexes of the transformer operation modes is analysed.

Key words – electromechanical impulsive transformers, inductor windings, nitrogen-liquid cooling, core, energy losses, analysis, efficiency, criteria.

Bolukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S.

19

Analysis of excitation systems in linear impulsive induction motors.

An analysis is conducted and classification of excitation systems in linear impulsive induction electric motors containing the capacity, inductive stores of energy and sources of permanent voltage is given. Parameters as evaluated by efficiency of electric motors at the use of different types of the excitation systems are presented. General conformities to the law and distinctions of working characteristics and parameters of electric motors using different types of excitation systems are set.

Key words - induction electric motor, excitation system, capacity, inductive store, sources of permanent voltage, classification.

Vaskovsky Ju.N., Cyvinsky S.S., Gaidenko Ju.A.

26

Optimization of rotor end wedges construction in turbogenerator to increase its reli-

ability in asymmetrical modes of operation.

A mathematical model appropriate for electromagnetic fields analysis operated by rotor end wedges in powerful turbogenerator worked in asymmetrical modes is formulated. On its basis, numerical research is conducted and optimum configurations of the end wedges that allow substantially decrease local maximums of edge currents and losses in contacting areas between them and indent of rotor, are produced.

Key words – turbogenerator, rotor end wedges, electromagnetic fields, asymmetrical modes of operation, mathematical model, numerical research.

Golovan V.I., Golovan I.V.

29

Decomposition of designing problem to an asynchronous motor with an inductive regulator in its rotor chain.

An iterative procedure of decomposition used to solve designing problems for an asynchronous motor with an induction regulator in its rotor chain is formed. The hierarchical structure of inter-task communications at analysis the set mathematical problems, synthesis of decision of reverse tasks and tasks of multicriterion optimization is built.

Key words - asynchronous motor, inductive regulator, designing problems, decomposition, hierarchacal structure.

Kanov L.N.

34

Analysis of transient processes in DC electrical machines by a circuit modeling method.

Mathematical description and a circuit transient model of DC electric machine accounted reactions of its core are presented. An example of a DC generator design is given.

Key words – DC machine, transient processes, core reaction, circuit-modeling method.

Milykh V.I., Polyakov I.V., Polyakova N.V., Shtangeev Ye.I. 38

Analytical-experimental testing of FEMM program and overcoming of problems of its application to electrical machine magnetic field computations.

General capabilities and problems of application of FEMM (Finite Element Method Magnetics) program located at <http://femm.berlios.de> are analyzed. The program testing is conducted using an electrical machine of elaborate design by means of analytical and experimental data comparison. A practical way of overcoming of one of the magnetic field computation problems revealed is suggested, which consists in taking into consideration dissimilar axial lengths of electrical machine core sections.

Key words – electrical machine, magnetic field, testing, problem overcoming, FEMM program,

Mishin V.I., Gerasymchuk O.V., Kachkur A.V. 44

Equivalent circuits parameters of compensated asynchronous motors.

Transition procedure from "G" to "T-form" of parameters in an equivalent circuit of a motor is offered. Electric balance equations of a compensated asynchronous motor are accounted stator semi-windings parameters for symmetric modes of operation.

Key words - asynchronous motor, windings, equivalent circuit, compensation of reactive energy.

Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavrenyuk A.V. 49

New constructions of three-phase – two-phase transformers.

New constructions of three-phase – two-phase transformers with improved technical and economic performances are offered, enabling to convert three-phase voltage into two voltages which have a lagging from each other. Transformers may be used in transforming, welding and electrometallurgical engineering.

Key words – transforming engineering, three-phase – two-phase transformer.

Sereda A.G. 56

Effective use of independent flippers in limit current circuit breakers.

Possibility of independent flippers parameters choice that minimize work time in limit current circuit breakers is considered.

Key words - circuit breaker, current limit, independent flipper, work time, optimization.

Tchaban A.V. 61

Simulation of overvoltage commutation in deep-slot asynchronous motor fed through a cable.

A simulation method of commutation transient processes in a saturated deep-slot asynchronous motor fed through a cable is introduced. Differential equations are written in the normalized Cauchy form. Simulation results are obtained via integration of usual differential equations and equations in private derivative. Using the results, an optimum choice of protection rate of the motor against commutation overvoltages produced by condenser batteries is made.

Key words – asynchronous motor, commutation transient processes, overvoltage, protection rate, mathematical model.

Chuvashv V.A., Papazov Ju.N., Chuvankov V.Ju., Muhametshin N.A., Klimenko B.V., Lupikov V.S., Piljugina O.Ju. 65

Asynchronous motors with cast copper cell of their rotors.

Results of theoretical research and designing of asynchronous motors with a cast copper cell of their rotors are generalized. Comparisons of parameters of developed and known motors with copper and aluminium cell correspondently are resulted.

Key words – asynchronous motors, rotor, cast copper cell, mountain machines, electric drives, designing perfection.

Electrical Engineering: Theory

Bondar O.I.

Steady-state processes in a circuit with a nonlinear electrochemical element under nonsinusoidal input voltage influence.

In the article analytical relations describing steady-state processes in the cathode of an electrolytic furnace for plating deposition are obtained under nonsinusoidal voltage action with the help of a method of variables conversion. A mathematical model of the specified processes is developed. Verification of the calculation results for a circuit with an electrolytic furnace of a nickel-plating with the help of a numerical method is executed.

Key words – pulse electrolysis, cathode processes, analytical solutions, method of variable

68 conversion.

Panteliat M.G., Shulgenko N.G. 84

Mathematical modeling of two-dimensional electromagnetic and thermal fields in turbogenerator rotor.

A mathematical model for computation of 2D- electromagnetic and thermal fields in turbogenerator rotor is resulted. It allows determining of external and structural decisions providing the possible level of vibrations and reliability of exploitation of the rotor environments.

Key words – turbogenerator, rotor, electromagnetic and thermal fields, mathematical modeling, vibrations.

Kravchenko A.I., Bovda A.M.

Magnetic field of cylinder magnetized unidirectionally at right angle to axis.

It is set by a calculation, that the cylinder magnetized perpendicular to its axis can be made out with opening, at which he has only radial magnetization in some sector on its external surface. It is shown also, that the cylinder can be made out continuous with special form section, at which he provides only distributing of normal constituent of magnetic induction in some sector on the circular cylindrical surface surrounding it.

Key words - permanent magnet, cylinder, uniform radial magnetization.

Lupikov V., Geljarovskaja O.A., Martynenko D.L., Krjukova N.V., Erisov A.V. 75

Algorithm of zero magnetic field making in vicinity of power equipment.

The analysis of existent methods used for compensation of external magnetic field making by power equipment in the set point located in its surface vicinity is conducted. The algorithm of making the point by compensation of the external magnetic field is theoretically grounded.

Key words - power equipment, external magnetic field, compensation, set point, algorithm.

73

Morozov I.V.

Compensation of thermo mechanical pressure in optical cable.

The optical fibre has low stability to stretching efforts. Power and reinforcing elements are applied in the cables. Negative temperature factor of linear expansion is feature of aramide fibres. The executed calculations show, that the number of aramide fibres should be optimum for exception of lengthening of the optical cable.

Key words - optical cable, optical fibre, thermo-mechanical pressure, strengthening elements, aramide fibres, negative temperature factor of linear expansion, elongation.

81

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.M., Baranov M.I., Nosenko M.A. 87

Analytical calculation of the maximal temperature of heating pulse current in a massive conductor.

Formulas for the approached analytical calculation in the established mode of superficial temperature of a massive non-magnetic and homogeneous conductor of any configuration of cross-section by pulse current changing on various and characteristic for pulse technical equipment to time dependencies are received. The given formulas can find practical application at electro thermal calculations in problems of electro physics, electrical engineers, radio physics and electric power industry. Formulas for superficial temperature of a massive non-magnetic and homogeneous conductor any configuration are received. They used for approached analytical calculation accounted established mode of cross-section by pulse current changing on various and characteristic for pulse technical equipment to time dependencies. The given formulas can find practical application at electro thermal calculations in problems of electro physics, electrical engineers, radio physics and electric power industry.

Key words - massive conductor, pulse current, analytical calculation, temperature of heating, electrothermal calculation.

Boyko N.I., Bortsov A.V., Evdoshenko L.S., Ivanov V.M., Ivankina A.I., Tur A.N. 98

The pulse corona discharge with extended area of ionization: physical principles of production and promising fields of application.

Conditions for creation of pulse corona dis-

charge with extended area of ionization are given. First: construction of electrode system has sharply no uniform electric field with field intensity that is sufficient for collision ionization in significant volume of electrode system. Second: pulse fronts are in nanosecond range. Third: current and voltage pulses have minimal possible duration. On created plant it was experimentally shown that application of such discharge is promising in many technologies.

Key words - pulse corona discharge, extended area of ionization, electrode system, pulse fronts are in nanosecond range technologies

Lebedev V.A.

Providing of welding in magnetic fields.

The article is devoted to the problems of protection of the arc-mechanized equipment from influencing of external fields hindrances. It is recommended to use the compensating magnetic field created by the coils of welding cable on the magnetic screen. It is noted that impulsive influence on the transfer of electrode metal promotes stability of burning arc in the magnetic field, and in combination with magnetic screens can provide the high-quality conduct of welding. Expressions for estimation of magnetic screen parameters with the concrete example of its using are given.

Key words - welding, operating object, magnetic field, protection, magnetic screen, estimation, measuring.

105

Voronovsky G.K., Zolotuhin L.O.

108

Improvement of power indexes of asynchronous engines in transition on the frequency management.

Replacement of asynchronous motors on the motors guided on frequency allows improving their power indexes. The method of calculation of working descriptions of these asynchronous engines, which allows estimating their efficiency, is considered.

Key words - asynchronous motors, frequency regulation, power indexes, estimating their efficiency, calculation method.

Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

Baranov M.I.

111

Phenomenon of physical fields distributing on the exponential law in nature and educational process.

On the examples of the known spatial-time distributions of such forms of physical field as ionizing, temperature and electromagnetic fields in the continuum mediums, the universality and commonness of their distribution and their basic characteristics on the exponential law are revealed. The phenomenon of this law points on the force of the human's knowledge about nature, unity and integrity of the universe and may be used at common-science training of students in higher education institutes.

Key words –physical fields, distributing, exponential law, nature, education process.

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 электромеханики
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 электрических аппаратов
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.

Статья либо информационный материал направляются в редакцию в **печатном** варианте (1 экз.) и в **электронном** варианте по E-mail (адреса приведены в конце) либо на дискете 3.5" (без колонтитулов и нумерации страниц).

Печатный вариант предоставляется на листах белой бумаги формата А4 плотностью 80 - 90 г/м², отпечатанный на лазерном принтере с разрешающей способностью не менее 300 dpi.

К статье и информационным материалам прилагаются в одном экземпляре:

- **Акт экспертизы** (для граждан Украины). Официальное письмо (желательно с печатью) с просьбой опубликовать статью (для граждан зарубежных стран);

- **Аннотация на английском языке;**

- **Название на английском языке** (для информационных материалов),

для статей – дополнительно:

- **Рецензия;**

- **Список авторов** на языке статьи (фамилия, имя, отчество полностью).

Электронный вариант должен содержать файл статьи (информации) и отдельно файл Аннотации (Названия) на английском языке. Рецензия подписывается доктором наук и заверяется печатью.

Оригинал статьи либо информационных материалов готовится с использованием редактора Microsoft Word на одном из трех языков: украинском, русском, английском.

Все разделы документа должны содержать поля: слева, справа, сверху – по 20 мм, снизу – 25 мм. Заполнение последнего листа должно быть не менее 80%.

Стиль оформления информационных материалов – произвольный.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ СТАТЕЙ

Заголовки статьи содержит:

1 – Код УДК;

2 - Название статьи (Times New Roman 12pt, жирный, размещение по центру, заглавные буквы, не допускаются переносы);

3 - 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;

4 – 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. Текст раздела с названием следующего раздела отделяются пустой строкой.

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.

Рисунки должны быть оформлены как отдельные объекты, расположенные в тексте статьи. **Расположение рисунка поверх текста не допускается.**

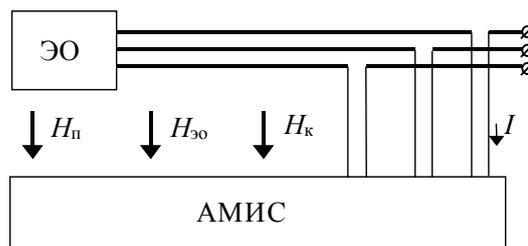


Рис. 1. Функциональная схема устройства

Таблица 1

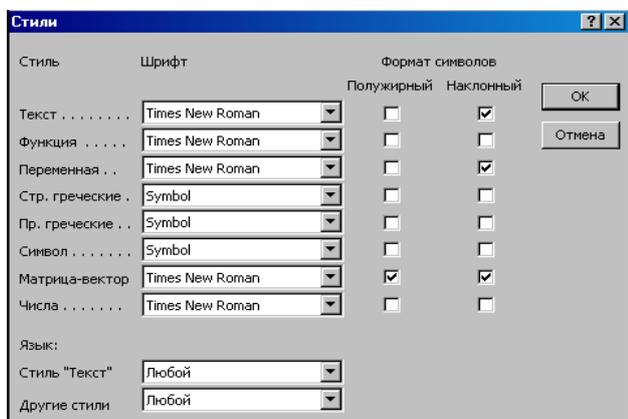
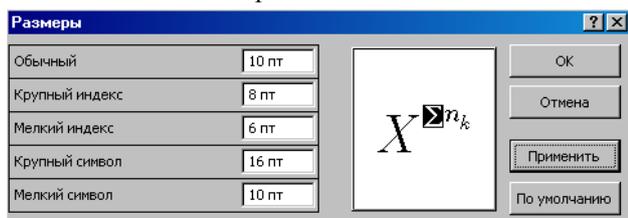
Размеры полей текста статьи

Поле слева	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле сверху	20 мм
Поле снизу	25 мм

Математические формулы создаются в виде отдельных объектов в редакторе формул, располагаются по центру и нумеруются в пределах статьи, номер прижат к правой стороне колонки

$$N = \tau_{i \max} / T_{mi} \quad (1)$$

Настройки редактора формул для меню "Размер" и "Стиль" символов представлены ниже:



Большие выражения и уравнения необходимо записывать в несколько строк

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot sh(S_n - S) dS + \gamma_0^2 \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot sh(S_n - S) dS \quad (2)$$

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.V. 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 помехоносущих 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. Єрисов, 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 Российск. 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, указывают дату поступления статьи в редакцию журнала (размер 9pt, курсив, расположение по правому краю). Например:

Поступила 12.12.2002

ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ АННОТАЦИИ НА АНГЛИЙСКОМ ЯЗЫКЕ

Аннотация содержит следующие элементы:

Авторы (Times New Roman 10 pt, курсив, одинарный интервал), **Название** (жирный), **Текст аннотации**, **Ключевые слова** — сначала текст *Key words* (курсив), затем перечень ключевых слов (жирный).

Ostashevsky N.A., Ivanenko V.N.

The account of switching influence on character of transient processes in DC motor.

The polynomial mathematical model of DC motor, which takes into account its anchor reaction at switching process, is received by a numerical method.

Key words - DC motor, transient processes, anchor switching reaction.

ПРИМЕР ОФОРМЛЕНИЯ СПИСКА АВТОРОВ

При оформлении списка авторов необходимо указать полностью фамилии, имена и отчества всех авторов. Оформление - шрифт 10 pt, курсив, одинарный интервал, например:

*Осташевский Николай Александрович
Иваненко Виталий Никитович*

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*

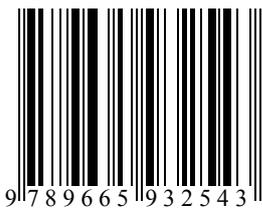
Справки по телефонам: (057) 707-62-81 Клименко Борис Владимирович

ISBN 966-593-254-3
ISBN 966-593-255-1

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2004'3

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов
Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 01.09.2004 р.
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Сору
Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 15,5.
Наклад 300 прим. 1-й завод - 110. Зам. № 949. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
