



---

***Електротехніка і Електроомеханіка***

***Электротехника и Электромеханика***

***Electrical engineering & Electromechanics***

---

***2006'1***



**Електротехніка і Електромеханіка**  
**Электротехника и Электромеханика**  
**Electrical engineering & Electromechanics**

**EIE**

**Науково-практичний журнал**

**2006'1**

**Держвидання**

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

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

**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:**

*Головний редактор*

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

*Члени редколегії*

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

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

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

**Болюх В.Ф.** д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

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

**Загірняк М.В.** д.т.н., професор, ректор КДПУ, Кременчук

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

**Рудаков В.В.** д.т.н., професор, завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

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

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

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

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

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ**

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

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

# ЗМІСТ

## ***Електротехніка: Визначні події. Славетні імена***

<b>Баранов М.И.</b>	Генрих Рудольф Герц – первооткрыватель электромагнитных волн	<b>5</b>
---------------------	--	----------

## ***Електричні машини та апарати***

<b>Gurevich V.</b>	Nonconformance in Electromechanical Output Relays of Microprocessor-Based Protection Devices under Actual Operating Conditions	<b>12</b>
--------------------	--	-----------

<b>Бранспиз Ю.А., Загирняк М.В., Пшеничный А.Н.</b>	Учет магнитных свойств материала магнитопровода бронированного электромагнита при расчете тяговой характеристики	<b>17</b>
---	--	-----------

<b>Василів К.М., Галіновський О.М.</b>	Аналіз динамічних процесів автономної електроенергетичної системи на базі асинхронізованого генератора з безконтактним каскадним трифазно-трифазним модульованим збуджувачем і комутатором за нульовою схемою під час роботи на активно-індуктивне навантаження.	<b>21</b>
--	--	-----------

<b>Васьковский Ю.Н., Гайдено Ю.А., Цивинский С.С.</b>	Определение интегральных характеристик электрических машин методами теории электромагнитного поля	<b>28</b>
---	---	-----------

<b>Матусевич В.А., Гетья А.Н., Шарабан Ю.В.</b>	Применение высококоэрцитивных постоянных магнитов в самолетных агрегатах	<b>33</b>
---	--	-----------

<b>Мишин В.И., Чуенко Р.Н., Кулинич А.Н.</b>	Принцип расчета характеристик в асимметричных режимах компенсированного асинхронного двигателя	<b>36</b>
--	--	-----------

<b>Попович О.М., Головань І.В.</b>	Математична модель для розрахунку пускових характеристик асинхронного двигуна з урахуванням еквівалентних контурів втрат в сталі статора і ротора	<b>42</b>
--	---	-----------

<b>Рымар С.В.</b>	К вопросу оптимизации трехфазных и трехфазно-двухфазных многообмоточных трансформаторов и автотрансформаторов	<b>47</b>
-------------------	---	-----------

<b>Рымша В.В., Радимов И.Н., Чан Тхи Тху Хьонг</b>	Радиальные силы в вентильно-реактивных электродвигателях	<b>51</b>
--	--	-----------

<b>Шульженко Н.Г., Пантелят М.Г., Руденко Е.К., Зозулин Ю.В.</b>	Добавочные потери в роторе турбогенератора при продолжительной несимметричной нагрузке	<b>54</b>
--	--	-----------

## ***Теоретична електротехніка***

<b>Бранспиз Ю.А., Поляченко Е.Ю., Дранников А.А.</b>	Особенности конформного отображения внешней области двухполюсной системы симметричных С-образных полюсов	<b>58</b>
--	--	-----------

<b>Горбачев М. Н.</b>	О современном состоянии и проблемах развития теории электрических цепей как раздела физики	<b>61</b>
-----------------------	--	-----------

<b>Пентегов И.В., Красножон А.В.</b>	Универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей	<b>66</b>
--	---	-----------

## **Техніка сильних електричних та магнітних полів**

Дубийчук О.Ю., Рудаков В.В.	Экспериментальное определение показателей надежности секций конденсаторов с бумажно-касторовой изоляцией	71
Котиш А.І.	Оцінка розрядних напруг по величині струму витoku ізоляторів, що знаходяться під робочою напругою	76
<b>Список авторів</b>		78
<b>Abstracts</b>		79
<b>Перелік публікацій 2005 року</b>		81
<b>Вимоги</b> до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"		86

### **ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!**

*Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – передплатне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал буде виходити шість разів на рік. Вартість передплати на рік — 136,44 грн., на два місяці — 22,74 грн., на чотири місяці – 45,48 грн., на шість місяців – 68,22 грн., на вісім місяців – 90,96 грн., на десять місяців - 113,7 грн. Передплатний індекс: 01216.*

### **ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!**

*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. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.*

*Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу "Електротехніка і Електромеханіка" та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та БД ВИНИТИ. Звіт ВИНИТИ за 2005 рік буде опубліковано в одному з номерів журналу за 2006 рік.*

*Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які публікуються у кожному номері журналу. Статті, оформлені згідно з Вимогами будуть публікуватися у першу чергу.*

## ГЕНРИХ РУДОЛЬФ ГЕРЦ – ПЕРВООТКРЫВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

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. (057) 707-68-41, факс (057) 707-61-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

*Наведено короткий науково-історичний нарис, пов'язаний з відкриттям Герцем електромагнітних хвиль та триумфом теорії електромагнітного поля Максвелла.*

*Приведен краткий научно-исторический очерк, связанный с открытием Герцем электромагнитных волн и триумфом теории электромагнитного поля Максвелла.*

*К 150-летию со дня рождения выдающегося физика Генриха Рудольфа Герца посвящается.*

### НАЧАЛО КОРОТКОГО ПУТИ

Родился Генрих Рудольф Герц 22 февраля 1857 года в Германии в г. Гамбурге. Будущий великий ученый родился ослабленным и болезненным ребенком, что наложило свой негативный "отпечаток" на всю его непродолжительную, но яркую научными свершениями жизнь. Его отцом был адвокат, ставший впоследствии городским сенатором. Мать Генриха Герца была домохозяйкой, образованной и незаурядной женщиной [1]. В то время, когда выдающийся английский физик Джеймс Клерк Максвелл на основе физических идей и нового физического мировоззрения великого английского ученого Майкла Фарадея, обладавшего гениальной интуицией, создавал свою теорию электромагнитного поля [2], будущий выдающийся электрофизик, электро- и радиотехник Г. Герц только посещал начальные классы гимназии. Учился он блестяще и в противоположность Д.К. Максвеллу ему нравились практически все школьные предметы – в равной степени, как физика, так и иностранные языки. Юношей он любил сочинять стихи и увлеченно работать на токарном станке, вытачивая различные деревянные фигуры. За что бы не брался он в этот период, все у него получалось и получалось хорошо. Значительно позже, когда Г. Герц уже стал знаменитым ученым, его мастер-наставник по токарному делу своим знакомым однажды заметил: "...Жаль. Из Г. Герца мог бы получиться отличный токарь" [3]. По окончании гимназии Г. Герц, решив стать инженером, в 1875 году поступает учиться сначала в Дрезденскую, а затем в Мюнхенскую Высшие технические школы. Когда в последней пришло время изучать специальные инженерные дисциплины, он резко меняет свои учебные намерения и планы и с благословения своих мудрых родителей встает на трудный путь ученого-физика. В 1877 году Г. Герц оставляет Мюнхенскую Высшую техническую школу и поступает на физический факультет Берлинского университета. С этого времени его жизненным девизом становится известное двустишие великого немецкого поэта И.Х.Ф. Шиллера: "...Кто

трусит жизнью рисковать, тому успеха в ней не знать!" [1, 3]. Здесь он попадает в прекрасные "руки" – его научным руководителем становится видный немецкий физик Герман Людвиг Гельмгольц [4], автор и до сих пор с успехом используемой в физике, технике сильных магнитных и электрических полей и электротехнике магнитной системы с однородным полем, получившей название "кольцо Гельмгольца" [5].



Генрих Рудольф Герц (1857–1894)

Под покровительством этого маститого ученого, создавшего известную в мире немецкую физическую школу и выстроившего в г. Берлине в 70-х годах XIX столетия мощный физический институт, прошла практически вся короткая научная жизнь Г. Герца. В эти годы в объединенной Германии Вернер Сименс интенсивно работал в области электротехники сильных переменных токов, он был организатором крупнейших немецких электротехнических фирм (например, "Сименс и Гальске"; "Сименс и Шункерт") и приходился родственником Г.Л. Гельмгольцу. Вот в

эту среду лидеров немецкой науки и электротехники неожиданно "вошел" молодой и полный творческих планов Г. Герц. Под влиянием Г.Л. Гельмгольца формировались научно-технические взгляды Г. Герца. Следует обратить внимание читателя на то, что Г.Л. Гельмгольц оказался первым из известных европейских (континентальных) ученых, обратившим пристальное внимание на новую теорию электромагнетизма – теорию электромагнитного поля Д.К. Максвелла и оценившим ее сильные стороны, многогранность и универсальность. В тоже время Г.Л. Гельмгольц из-за противоречивости своего научного мировоззрения, опиравшегося, в основном, на логические установки известного немецкого философа– идеалиста Э. Канта, не мог принять существование в электродинамике и соответственно в природе введенной еще М. Фарадеем в тридцатые годы XIX века "*промежуточной среды– поля*" и оставался сторонником консервативной концепции "*дальнодействия*" при электромагнитном взаимодействии физических тел [2]. Заметим, что согласно классической концепции "*дальнодействия*" электрическое действие одного физического тела на другое происходит мгновенно без какой-либо "*промежуточной среды*".

Из истории физики и электродинамики известно, что первый мощный "удар" по концепции "*дальнодействия*" нанес знаменитый немецкий математик и физик К.Ф. Гаусс, выдвинувший идею конечной скорости распространения электромагнитного взаимодействия физических тел [1]. Одним из самых важных результатов появившейся в 1873 году в завершеном виде и еще не общепризнанной к 1886 году "максвелловской" теории электромагнитного поля явилась вытекающая из нее формула для скорости  $v$  распространения электромагнитной волны в среде, имеющая следующий вид [1, 5]:  $v = c / \sqrt{\epsilon \cdot \mu}$ , где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в вакууме;  $\epsilon, \mu$  – соответственно относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды. Из приведенного соотношения для скорости  $v$  следует, что электромагнитные волны в веществе распространяются со скоростью, зависящей от значений  $\epsilon$  и  $\mu$  среды, в которой происходит их распространение. Общеизвестно, что для пустоты (вакуума) и воздуха  $\epsilon = \mu = 1$ . Поэтому для этих сплошных сред согласно теории Д.К. Максвелла скорость  $v$  распространения электромагнитной волны становится равной скорости света  $c$ . Данный вывод при его экспериментальном подтверждении мог стать тем последним решающим "ударом", выдержать который европейская консервативная физическая школа, базирующаяся на представлении о "*дальнодействии*", была бы не в состоянии.

#### ПЕРВЫЕ ШАГИ В НАУЧНОЙ КАРЬЕРЕ

Попав в Берлинский университет, Г. Герц через участие в конкурсных научных студенческих работах начинает активно работать в его физической лаборатории. Эти научные работы Г. Герца следует рассматривать как определенные этапы процесса формирования его как научного исследователя и ученого. Пер-

вой самостоятельной научной работой Г. Герца в 1878 году стало исследование, связанное с определением верхней границы для кинетической энергии  $W_k$  электрического тока проводимости в металлическом проводнике [1, 3]. Заметим, что к этому моменту в физике еще не существовало правильного представления о природе электрического тока в металле, а электрон как элементарная частица еще не был открыт. Справочно отметим, что электрон был открыт лишь в 1897 году выдающимся английским физиком Джозефом Джоном Томсоном в ходе исследований по прохождению электричества через разряженные газы. Успех этой работы Г. Герца всецело зависел от точности измерений. В условиях данных опытов Г. Герца последняя определялась, прежде всего, чувствительностью гальванометра и исключением влияния температуры окружающей воздушной среды на используемые им электрические цепи в мосте Ч. Уитстона. Достигнув точности измерений до 1%, молодой Г. Герц в результате многочисленных экспериментов с различными модификациями объекта исследования, в конце концов, приходит к выводу, согласно которому кинетическая энергия электрического тока в  $1 \text{ мм}^3$  серебряного проводника с плотностью тока в "*1 электромагнитную единицу*" ( $1 \text{ А/мм}^2$ ) не превышает величины  $W_k = 2 \cdot 10^{-17}$  Дж [6]. С позиций сегодняшнего дня мы знаем, что электрический ток проводимости в металлах обусловлен потоком дрейфующих свободных электронов, которые действительно обладают конечной массой и, следовательно, кинетической энергией. Однако масса и кинетическая энергия электронов оказались значительно меньшими, чем мог себе представить в 1878 году начинающий научный работник Г. Герц или кто-нибудь из окружающих его "ученых мужей" – современников. В тех условиях, для которых приведен вышеуказанный численный результат применительно к энергии  $W_k$ , истинное значение искомой величины для  $W_k$  согласно современным данным оказалось в  $10^4$  раз меньше, чем полученное Г. Герцем [1]. Тем не менее, это первое экспериментальное исследование Г. Герца, к которому последний обращался с 1878 по 1881 годы не один раз с целью получения для  $W_k$  более точных конечных результатов, выявило его удивительные творческие способности и получило высокую оценку руководства физического факультета Берлинского университета, а денежная премия для рассматриваемой конкурсной студенческой работы – победителя была удвоена по сравнению с первоначально назначенной [1, 3].

В 1879 году Г. Герц активно берется за подготовку докторской диссертации на тему "Теоретическое исследование об индукции при вращении тел в магнитном поле", подводящей определенные итоги его университетскому образованию [1, 3]. В данной работе, посвященной электродинамике движущихся проводников, он ограничился рассмотрением электропроводящих сплошных и полых сфер, вращающихся в постоянном магнитном поле вокруг своих осей. Полученные формулы для скалярного и векторного магнитного потенциалов, а также скалярного

электрического потенциала и плотности тока в исследуемых металлических проводниках Г. Герц при помощи предельных переходов применил к расчету токов для известных частных случаев (например, в случае диска известного французского физика Д.Ф. Араго – бесконечного металлического диска, вращающегося в постоянном магнитном поле) и получил результаты, хорошо согласующиеся с известными как теоретическими, так и экспериментальными данными [7]. Оппоненты – экзаменаторы этой диссертации Г. Герца (известные немецкие ученые Г.Р. Кирхгоф, Э. Целлер, Э.Э. Куммер и Г.Л. Гельмгольц) были поражены той легкостью, с которой Г. Герц оперировал весьма сложными уравнениями электродинамики и специальными функциями. После блестящей защиты в 1879 году Г. Герцем указанной диссертации последний в 1880 году становится доктором философии, а его научный руководитель Г.Л. Гельмгольц называет своего одаренного ученика "*любимцем богов*" [1]. Поэтому можно считать, что именно в 1879 году (году смерти автора новой теории электромагнетизма – Д.К. Максвелла) Г. Герц становится сформировавшимся ученым-физиком. В 1880 году он с целью более быстрого получения научно-педагогической должности доцента переезжает из столичного г. Берлина в провинциальный г. Киль. На новом месте работы физической лаборатории практически не было и Г. Герц увлекается теоретическими исследованиями в области электрических и магнитных явлений. Он углубленно изучает полные нововведениями и новыми воззрениями научные труды М. Фарадея и Д.К. Максвелла по электромагнетизму. Именно во время пребывания в г. Киле Г. Герц корректирует систему электродинамических уравнений сторонника Г.Л. Гельмгольца и концепции "*дальнодействия*" – немецкого физика Ф. Неймана и получает в 1884 году свою систему уравнений, частным случаем которой являлись уравнения теории электромагнитного поля Д.К. Максвелла [8]. От полученного результата Г. Герц испытывает лишь разочарование: по его мнению, в случае, если теория электромагнитного поля английского физика Д.К. Максвелла универсальна, то все электродинамические теории известных немецких физиков (Г.Л. Гельмгольца, В.Э. Вебера и Ф. Неймана), считавшихся многие десятилетия непревзойденными мэтрами электродинамики, следует отправить на запыленные полки научно-исторического архива всемирной физики. К этому следует добавить то, что по свидетельству другого выдающегося немецкого физика-теоретика Макса Планка, открывшего миру "*квант действия*" [9], "*национальное чувство*" Г. Герца сильно мешало ему объективно оценивать научный вклад иностранных ученых в те или иные области человеческого познания [3].

Кстати, здесь следует особо подчеркнуть то, что тот компактный вид уравнений Д.К. Максвелла, которым и поныне пользуются во всем мире физики и электротехники [2, 5], многим "обязан" Г. Герцу и известному английскому электротехнику и физiku Оливеру Хевисайду [9]. Это они своим титаническим трудом "расчистили" двенадцать уравнений Д.К. Максвелла из его "Трактата по электричеству и

магнетизму" [10], содержащего более одной тысячи страниц, и оставили из них лишь четыре уравнения – основные и самые важные [2]. Другие же электродинамические уравнения, представленные Д.К. Максвеллом в [10], могли быть выведены друг из друга, а некоторые вообще были лишними и не отражали фундаментальных законов природы. Историки науки и техники отмечают, что именно Г. Герц и О. Хевисайд превратили "*...неорганизованные формулы Д.К. Максвелла в стройную и непоколебимую до сих пор электрофизическую систему*" [1, 3]. В 1885 году Г. Герц переезжает в пределах Германии из г. Киле в г. Карлсруэ, где ему была предложена должность профессора в местной Высшей технической школе. Устроившись на новом месте, он возобновляет научные изыскания, в том числе по электричеству и магнетизму. Летом 1886 года двадцатидевятилетний Г. Герц женится на Елизавете Дооль – дочери своего коллеги. Это событие положительным образом повлияло на Генриха: тоска, нежелание работать сменяются невиданным творческим подъемом. Следует указать на то, что к этому времени у Г. Герца глубокие знания в области математики, физики, электротехники и электродинамики органично сочетались с уникальным экспериментальным талантом.

#### ОПЫТЫ ГЕРЦА ПО ВОЗБУЖДЕНИЮ И НАБЛЮДЕНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Г. Герц был любимым учеником Г.Л. Гельмгольца и поэтому именно ему последний поручил экспериментально проверить теоретические выводы Д.К. Максвелла, касающиеся новой электродинамики сплошных сред. Свои знаменитые опыты, неоднократно приведшие к открытию "*волн Герца*" или предсказанных Д.К. Максвеллом еще в 1864 году электромагнитных волн, Г. Герц начал в 1886 году, будучи профессором Высшей технической школы в г. Карлсруэ, а закончил их в 1888 году в г. Бонне, где был профессором экспериментальной физики местного университета. На взгляд автора, прежде чем приступить к описанию этих опытов, для пользы общего дела (как общеобразовательного, так и научного) целесообразно совершить небольшой научно-исторический экскурс по физике и определиться, хотя бы в общих чертах, с состоянием вопроса в области теории и практики электрических (электромагнитных) колебаний, касающегося того бурного и полного научными открытиями времени, непосредственно предшествовавшего этим экспериментам Г. Герца.

В этой связи следует отметить, что в 1842 году выдающийся американский электротехник и физик Джозеф Генри, повторяя опыты от 1826 года известного французского физика Феликса Савара, экспериментально установил, что при разряде предварительно заряженной "*лейденской банки*" – электрического конденсатора в разрядной электрической цепи возникают затухающие электрические колебания [9]. Вот как описал этот электрический процесс сам Д. Генри: "*...При разряде лейденской банки необходимо допустить существование главного разряда в одном направлении, а затем несколько отраженных действий назад и вперед, каждое из которых является более*

слабым, чем предыдущее, продолжающееся до тех пор, пока не наступит равновесие" [9]. Не безынтересно для читателя указать и то, что Д. Генри, как свидетельствуют архивные научно-исторические материалы, независимо от М. Фарадея открыл явление электромагнитной индукции [9]. Однако его научная публикация об этом открытии запоздала, и слава великого открытия по праву принадлежит М. Фарадею.

Кроме того, в 1853 году великий английский физик Уильям Томсон (Кельвин) теоретически исследовал разряд предварительно заряженной электрической емкости  $C$  (проводника заданной емкости  $C$ ) в электрическом контуре, содержащем сосредоточенную индуктивность  $L$  и активное сопротивление  $R$  [9]. В случае, когда омическое сопротивление  $R$  колебательного контура было пренебрежимо мало, им для периода  $T$  электрических колебаний разрядного тока в рассматриваемом контуре было получено следующее известное аналитическое соотношение:  $T = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}$  (формула Томсона). Из этого классического соотношения можно заключить, что для получения в указанном контуре электрических колебаний тока высокой частоты емкость конденсатора (проводника)  $C$  и индуктивность электрической цепи (проводника)  $L$  колебательного контура должны быть малыми. В этом случае геометрические размеры элементов колебательного контура должны быть соответственно также малыми, то есть простой отрезок проводника с электрическим током может являться электрическим колебательным контуром (в современной электротехнической и физической терминологии – открытым колебательным контуром [11]).

Далее отметим, что до Г. Герца электрические колебания в  $RLC$ –контуре были экспериментально исследованы В. Феддерсенем, который рассматривал изображение электрического искрового разряда "лейденской банки" во вращающемся зеркале [9]. Фотографируя эти изображения, В. Феддерсен установил, что "...в электрической искре имеют место попеременно противоположные токи, а период колебаний  $T$  тока в ней увеличивается в той мере, как возрастает величина  $\sqrt{C}$ " [9]. Эти опытные данные подтверждали достоверность формулы Томсона для периода  $T$  электрических колебаний. Таким образом, к началу рассматриваемых экспериментальных исследований Г. Герца по обнаружению искусственно созданных соответствующим генератором электромагнитных волн в воздушном пространстве электрические (электромагнитные) колебания в  $RLC$ –контуре в определенной степени были изучены как теоретически, так и экспериментально. Необходимо обратить внимание читателя и на то обстоятельство, что Г. Герцу как талантливому физическому – теоретику было хорошо известно то, что согласно теории Д.К. Максвелла электромагнитная волна представляет собой взаимосвязанную цепочку электрических и магнитных полей, возникающих, например, из изменяющегося во времени или в пространстве электрического поля. Последнее (переменное электрическое поле), как известно, может создаваться проводником с пере-

менным током (например, колебаниями электрического тока в  $RLC$ –контуре). Причем, в соответствии с электродинамическими уравнениями Д.К. Максвелла интенсивность электромагнитной волны в той или иной среде будет тем выше, чем быстрее во времени или в пространстве изменяется, например, соответствующее электрическое поле. А чем выше интенсивность электромагнитной волны в среде (например, в воздухе), тем ее легче экспериментально обнаружить. Основываясь на этих соображениях, будущему исследователю опытным путем электромагнитных волн необходимо было сосредоточиться на высокочастотных и сверхвысокочастотных электрических колебаниях в  $RLC$ –контуре, то есть в электрических контурах с очень малыми значениями электрической емкости  $C$  и индуктивности  $L$ . Таким подходом после ряда пробных экспериментов по генерированию быстроизменяющихся во времени  $t$  электрических колебаний в  $RLC$ –контуре, в конце концов, и воспользовался Г. Герц.

Свою серию знаменитых опытов Г. Герц начал с изучения индукционной связи двух незамкнутых электрических цепей [1, 9]. Для этой цели им была собрана высоковольтная электрическая установка, принципиальная схема которой нами изображена на рис. 1. Согласно приведенной на рис.1 схеме эта установка содержала открытый задающий электрический  $RLC$ –контур  $I$  (первая цепь), включающий воздушный шаровой искровой двухэлектродный разрядник 1, два прямолинейных проводника (провода) 2 и 3, расположенных в одну линию и содержащих на своих концах металлические шары 4 и 5. Электроды искрового разрядника 1 при помощи проводников (проводов) 6 и 7 подключались к источнику высокого переменного напряжения 8 – катушке Румкорфа [12]. Общая длина электрического контура  $I$  составляла около 3 м.

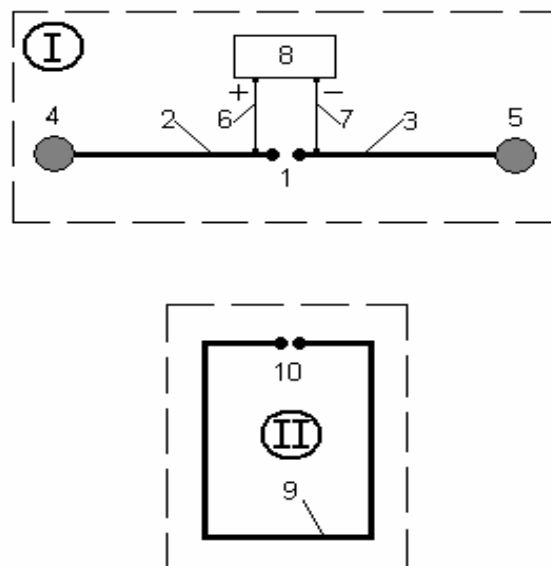


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема экспериментальной электроустановки Г. Герца

Открытый электрический контур  $II$  (вторая цепь) был выполнен первоначально в виде проводни-



ка (провода) 9, согнутого в форме прямоугольника (длина меньшей стороны—0,8 м, а большей—1,2 м) с воздушным искровым разрядником 10 в одной из его коротких сторон, длина промежутка которого могла регулироваться при помощи микрометрического винта. Электрические контуры *I* и *II* друг от друга могли располагаться на расстоянии, не превышающем 3 м. Длина искрового промежутка в воздушном разряднике 1 на первом этапе исследований составляла несколько миллиметров, а в воздушном разряднике 10—несколько десятых долей миллиметра [1, 12].

Во время работы в установке Г. Герца электрического контура *I* (первой цепи), сопровождающейся возникновением в промежутке его разрядника 1 электрических искр, в электрическом контуре *II* (второй цепи), который мог быть при помощи провода как электрически связан с электрическим контуром *I*, так и несвязан с последним, также наблюдались электрические искры. Причем, искры в контуре *II* при этом были столь слабыми, что их видеть можно было только в затемненной комнате привыкшими к темноте глазами или с помощью специальной увеличительной трубы [1, 12]. 13 ноября 1886 года Г. Герц в своем дневнике записывает: "...Посчастливилось установить индукционное действие друг на друга двух незамкнутых цепей с током. Длина цепей — 3 м, а расстояние между ними 1,5 м" [3]. В ходе этих исследований Г. Герц пришел к мысли о том, что в электрических контурах *I* и *II*, с которыми он работал, происходят электрические колебания необыкновенно высокой частоты (порядка  $10^8$  колебаний в 1 с) [9, 12]. Следует заметить, что до Г. Герца электрические колебания получали с частотой не выше  $10^6$  колебаний в 1 с [1].

Кроме того, благодаря воспроизведению опытов на созданной им установке с электрическим контуром *I* и искровым разрядником 1, допускающим перемещение металлических шаров 4 и 5 вдоль проводников (стержней) 2 и 3 (рис. 1) и тем самым изменение периода  $T$  генерируемых этим контуром затухающих электрических колебаний (рис. 2), и прямоугольным электрическим контуром *II* различных размеров и, следовательно, обладающим различными периодами  $T$  собственных электрических колебаний, Г. Герц установил существование явления резонанса между указанными контурами *I* и *II* [1, 9]. 5 декабря 1886 года Г. Герц в письме своему учителю— научному мэтру Г.Л. Гельмгольцу после описания созданной им экспериментальной высоковольтной электроустановки сообщает: "...Мне удалось совершенно определенно установить индукционное действие одной незамкнутой прямолинейной цепи с током на другую незамкнутую прямолинейную цепь" [1, 3].

Установление Г. Герцем в первой серии своих опытов резонансной связи между электрическими контурами *I* и *II*, в одном из которых создавались, а в другом индуктировались электрические колебания высокой частоты, только согласовывалось с выводами теории электромагнитного поля Д.К. Максвелла, но не доказывало их справедливости. Наблюдаемый Г. Герцем эффект мог быть объяснен с помощью обычной индукционной связи электрических контуров по М. Фарадею [13], проникшему в сущность

электромагнитных явлений, что и делал сам Г. Герц. Иначе говоря, для объяснения результатов этой начальной серии опытов Г. Герца не требовалось понятия "электромагнитной волны", а вполне достаточно было понятия "электрического колебания". Поэтому экспериментальное обоснование новой теории электромагнетизма Д.К. Максвелла все еще оставалось делом недалекого будущего.

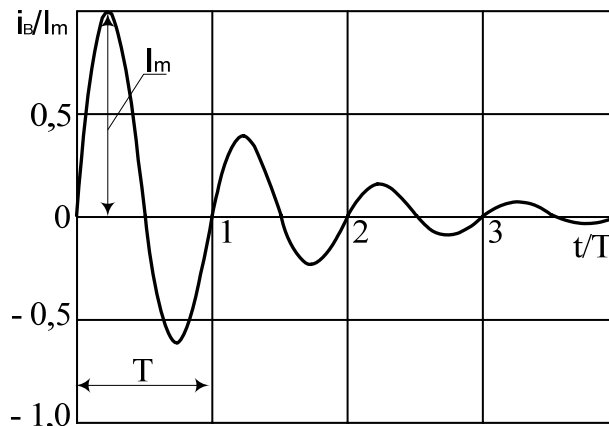


Рис. 2. Временная зависимость тока  $i_B$  в электрическом контуре *I* экспериментальной электроустановки Г. Герца

Главные части высоковольтной экспериментальной установки Г. Герца (рис.1) — электрические контуры *I* и *II*, по существу являющиеся основными элементами современной радиосвязи, вошли в историю науки соответственно под названием "вибратора" и "резонатора Герца". Интересно отметить, что эти названия рассматриваемым приборам дал не сам Г. Герц, а его английские коллеги [14].

При выполнении вышеуказанных опытов Г. Герц был заинтересован в том, чтобы электрические искры в контуре *II* (резонаторе) были более интенсивными и, значит, легче наблюдаемыми. Именно эта заинтересованность и помогла ему экспериментально установить увеличение длины искр в резонаторе в том случае, когда на искровой промежуток воздушного разрядника 10 контура *II* непосредственно падал свет от электрических искр воздушного разрядника 1 контура *I* (вибратора). Дополнительные исследования, проведенные Г. Герцем в 1887 году, показали, что обнаруженным действием обладает свет от вибратора в ультрафиолетовом диапазоне. Ультрафиолетовая часть спектра света от электрических искр вибратора, как известно, в силу своего коротковолнового характера обладает наиболее высокими, по сравнению с другими составными частями видимого света, энергетическими показателями ("квантами действия"). Поэтому именно "ультрафиолетовый свет" преимущественно и вызывал этот эффект. Так попутно Г. Герцем опытным путем в 1887 году было открыто новое явление, впоследствии названное внешним фотоэлектрическим эффектом (фотоэффектом) [15]. Выдающийся советский физик П.Л. Капица в связи с открытием этого явления по прошествии многих лет в XX столетии говорил: "...С учетом общего состояния науки во время Г. Герца это явление невозможно было предсказать теоретически" [16]. Самим Г. Герцем

для этого эффекта не было введено специального термина. Он говорил о "...явлении влияния ультрафиолетового света на электрический разряд" [1,15]. Термин "фотоэлектрический эффект" в науку был введен физиком А. Риги [1]. Фотоэффект оказался одним из немногих физических явлений, на основе которого в дальнейшем возникла новая физическая теория – квантовая физика. Лишь спустя почти 30 лет после работ Г. Герца на основе изучения явления фотоэффекта великим немецким физиком-теоретиком Альбертом Эйнштейном были выведены знаменитые уравнения, указывающие на квантовую природу этого явления [9].

После изучения и описания открытого Г. Герцем явления "фотоэлектрического эффекта" он вновь в сентябре 1887 года возвращается к исследованию высокочастотных электрических колебаний в созданной им системе "вibrator – резонатор". Г. Герцу было известно, что теория Д.К. Максвелла постулирует существование электромагнитных волн определенного рода, то есть волн, подчиняющихся строго определенным законам и обладающих определенными свойствами. Только подтвердив на опыте все эти законы и установив все эти свойства, можно было говорить об экспериментальном доказательстве истинности теории электромагнитного поля Д.К. Максвелла.

Вот этим доказательством и занялся Г. Герц в заключительной серии своих знаменитых опытов. Он, сам того не желая, начинает опытным путем обосновывать идентичность используемых им в экспериментах с vibratorом и резонатором электромагнитных волн ("лучей Герца" или "волн Герца") со светом. Если эти электромагнитные волны будут вести себя как свет, заключает Г. Герц, то значит теория Д.К. Максвелла верна. В связи с этим Г. Герц приступает к комплексной проверке данной идеи. Он подробно экспериментальным путем изучает пространственную картину (топологию) электрического поля, создаваемого vibratorом. Полученные при этом результаты и выполненные им расчеты свидетельствуют в пользу теории Д.К. Максвелла. Затем Г. Герц изучает распространение генерируемых его электроустановкой волн в различных средах. Металлический лист не пропускает новых волн, но зато изоляторы (например, деревянные двери комнаты) были для них прозрачны, как для света – стекло. Новые "лучи" распространяются прямолинейно и имеют конечную скорость распространения. После проведения Г. Герцем ряда остроумных измерений [1, 3] он для их скорости распространения в воздухе получает данные, очень близкие к скорости света  $c$ . Г. Герц в лабораторном помещении изготавливает призму весом две тоны из асфальта и устанавливает, что новые "лучи" в этой призме отклоняются от своего прямолинейного направления. Причем, отклоняются на столько, на сколько они должны были бы отклоняться согласно теории Д.К. Максвелла. Количественно Г. Герц получил для показателя преломления примененной им призмы число, равное 1,69. В пределах допустимых ошибок это соответствовало оптическому показателю преломления асфальта, лежащему между числами 1,5 и 1,6 [1, 11]. Совпадение электромагнитного и светового показателей преломления количественно, по

его мнению, подтверждало тождественность электромагнитных и световых волн [17].

Далее с помощью изготовленной электроустановки (см. рис.1) он получает новые данные по отражению этих "лучей" от металлических (цинковых) экранов и их интерференции. С учетом полученных результатов Г. Герц изготавливает даже параболические зеркала для новых волн [1, 9]. Эти результаты позволили Г. Герцу построить пространственные картины "стоячих электромагнитных волн" и экспериментально определить их длину  $\lambda$  (ее Г. Герц оценивал порядка 3 м). Зная период  $T$  электрических колебаний тока в vibratorе (его Г. Герц оценивал порядка  $10^{-8}$  с), можно было легко определиться и со скоростью  $v$  распространения электромагнитной волны в воздушной среде и уточнить ее численное значение по сравнению с первоначально им полученным. Экспериментально убедившись, что vibrator в электроустановке создает плоскополяризованный "луч", Г. Герц опытным путем убеждается и в том, этот "луч" допускает вращение плоскости своей поляризации [1, 3]. После этой заключительной серии опытов у Г. Герца не оставалось практически никаких сомнений в том, что открытые им "лучи" – предсказанные Д.К. Максвеллом электромагнитные волны. Причем, согласно этим многочисленным опытам совпадение было не только качественным, но и количественным [1, 17, 18].

Указанные выше опыты Г. Герца и их результаты вызывают у него чувство физической наглядности картины исследуемых электромагнитных волн. В письме Г.Л. Гельмгольцу от 19 марта 1888 года он пишет: "...Я думаю, волновая природа звука в пустом пространстве демонстрируется не так ясно, как волновая природа этого электродинамического процесса" [1]. После всего вышеизложенного можно говорить о том, что Г. Герц в 1888 году своими исследованиями "лучей Герца" по существу открыл и изучил новый и ранее никем не наблюдаемый вид излучения, а, именно, электромагнитное излучение. Это открытие Г. Герца можно поставить в один ряд с будущими открытиями новых видов излучения: в 1895 году "X – лучей" немецким физиком Вильгельмом Рентгеном, возникающих во внутренних электронных энергетических уровнях атомов вещества, и в 1896 году "радиоактивных лучей" французским физиком Анри Антуаном Беккерелем, рождающихся внутри атомных ядер вещества [1, 9]. Он своими опытами проверил и доказал правильность теории электромагнитного поля Д.К. Максвелла. Именно это и характеризует историческое значение его опытов. По завершению этих исследований Г. Герц написал: "...Мы не можем лучше охарактеризовать цель и результаты наших собственных опытов, как, сказав: целью опытов была проверка основных гипотез Фарадея и Максвелла, результатом их явилось подтверждение основных гипотез этой теории" [18]. Своей трудовой и научный подвиг Г. Герц совершил за удивительно короткий временной срок. С момента определения им в ноябре 1886 года индукционного действия друг на друга двух открытых незамкнутых электрических

цепей [12] и до момента завершения в декабре 1888 года его "оптических" опытов [18] прошло немногим более двух лет. За этот сравнительно малый временной период Г. Герц произвел настоящий переворот в физической науке и обеспечил себе в истории человечества то высокое положение, которое он по праву занимает. Такие кульминационные периоды в жизни и творчестве любого известного ученого представляют величайшую ценность для истории науки. Ведь по таким периодам, в основном, и раскрывается психология настоящего научного творчества ученого.

Описанные опыты Г. Герца вызвали настоящую бурю в научных кругах мира. Для физиков они и их результаты означали полный триумф полевых уравнений Д.К. Максвелла и крах всех других электродинамических теорий. Опыты Г. Герца с электромагнитными волнами привлекли внимание всего цивилизованного человечества. Благодаря, прежде всего, им Г. Герц стал ученым с мировым именем. Эти опыты открыли в истории человечества новую эру. Электромагнитные волны становятся повседневной реальностью в ведущих физических лабораториях мира и очень скоро входят в практику беспроводной электросвязи. Уже в 1895 году наш соотечественник, профессор кафедры физики Петербургского электротехнического института А.С. Попов, развивая идею о возможности практического использования открытых Г. Герцем электромагнитных волн, сделал прибор, излучающий и улавливающий электрические колебания [19]. На основании описанных выше опытов Г. Герца теория электромагнитного поля Д.К. Максвелла получила всеобщее признание и стала одной из фундаментальных теорий физики. Первые и физические перегрузки, особенно во время открытия электромагнитных волн, не прошли для Г. Герца бесследно. 1 января 1894 года от общего заражения крови в возрасте всего лишь 37 лет наступила преждевременная смерть выдающегося физика Г. Герца, повергшая в глубокую скорбь научные коллективы всех стран мира. Ушел из жизни человек в расцвете творческих сил, достойный при жизни великих почестей.

\* \* \*

Генрих Герц завершил колоссальный научный труд, начатый М. Фарадеем и продолженный Д.К. Максвеллом в области электромагнетизма. По меткому и образному выражению историков науки и техники "...если Максвелл перевел физические представления Фарадея в образы математики, то Герц превратил эти образы в осязаемые, видимые и слышимые колебания— в реально существующие электромагнитные волны, описываемые все теми же уравнениями Максвелла" [3]. Широко известна радиограмма, переданная и принятая в 1896 году изобретателем радио, выдающимся русским физиком и радиотехником А.С. Поповым и состоящая всего из двух слов: "Генрих Герц" [1]. Эта символическая радиограмма характеризует роль и место Г. Герца в мировой истории радио. Благодарные потомки именем Генриха Рудольфа Герца назвали единицу частоты колебаний (сокращенно **Гц**), равную одному колебанию в одну секунду. В феврале 1957 года, когда отме-

чалось 100-летие со дня рождения выдающегося немецкого электрофизика и электротехника Г. Герца, Президиум АН СССР направил немецким ученым приветствие, в котором говорилось: "...Советские ученые, полные веры в мирное и созидательное применение науки, убеждены, что дальнейшее развитие идей Г. Герца и успехи теоретической и экспериментальной физики в целом будут служить делу мира и прогресса" [1].

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Григорьян А.Т., Вяльцев А.Н. Генрих Герц. 1857–1894.-М.: Наука, 1968.-309с.
- [2] Баранов М.И. Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля// Электротехника і електромеханіка.-2005.-№1.-С.5-7.
- [3] Карцев В.П. Приключения великих уравнений.-М.: Знание, 1978.-224с.
- [4] Лебединский А.В., Франкфурт У.И., Френк А.М. Гельмгольц (1821-1894).-М.: Наука, 1966.-319с.
- [5] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [6] Hertz H. Obere Grenze für die kinetische Energie der bewegten Elektrizität// Annalen der Physik.-1881.-Bd.14.-S.581-590.
- [7] Hertz H. Über die Induktion in rotierenden Kugeln. Inaugural- Dissertation. Berlin, 1880.- 97s.
- [8] Hertz H. Über die Beziehungen zwischen den Maxwell'schen elektrodynamischen Grundgleichungen und den Grundgleichungen der gegnerischen Elektrodynamik// Annalen der Physik.-1884.-Bd.23.-S.84-103.
- [9] Кудрявцев П.С. Курс истории физики.-М.: Просвещение, 1974.-312с.
- [10] Maxwell J.C. A Treatise on Electricity and Magnetism, vol. I-II, Clarendon Press, Oxford, 1873.-1011p.
- [11] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский. Киев: Наукова думка. 1989. 864с.
- [12] Hertz H. Über sehr schnelle elektrische Schwingungen// Annalen der Physik.-1887.-Bd.31.-S.421-448.
- [13] Боев В.М. К 175-летию опубликования первой серии "Экспериментальных исследований по электричеству" Майкла Фарадея// Электротехника і електромеханіка.-2004.-№3.-С.5-7.
- [14] Trouton F. Repetition of Hertz's Experiments and Determination of the Direction of the Vibration of Light// Nature.-1889.-Vol. 39.-p.391-393.
- [15] Hertz H. Über einen Einfluss des ultravioletten Lichtes auf die elektrische Entladung// Annalen der Physik.-1887.-Bd.31.-S.983-1000.
- [16] Капица П.Л. Эксперимент. Теория. Практика: Статьи и выступления.-М.: Наука, 1987.-496с.
- [17] Hertz H. Über Strahlen elektrischer Kraft// Annalen der Physik.-1889.-Bd.36.-S.769-783.
- [18] Hertz H. Über die Fortleitung elektrischer Wellen durch Drähte// Annalen der Physik.-1889.-Bd.37.-S.395-408.
- [19] Попов А.С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний// Журнал русского физико-химического общества. Серия физическая.-1896.-Т.28.-С.1-14.

Поступила 31.05.2005

## NONCONFORMANCE IN ELECTROMECHANICAL OUTPUT RELAYS OF MICROPROCESSOR-BASED PROTECTION DEVICES UNDER ACTUAL OPERATING CONDITIONS

Gurevich Vladimir, Ph.D

Israel Electric Corp., Central Electric Laboratory

POB10, Haifa 31000, Israel

Fax: (+1) 603-308-5909, E-mail: gurevich2@bezeqint.net

*Мікропроцесорні реле захисту швидко витісняють традиційні електромеханічні і навіть електронні пристрої захисту практично у всіх областях електроенергетики. У статті розглядається одна з численних проблем мікропроцесорних реле: невідповідність параметрів вихідних елементів цих реле, виконаних на основі мініатюрних електромеханічних реле, реальним умовам експлуатації: комутації індуктивного навантаження (катушок вимикачів) при напрузі постійного струму 220 В і так звана "суха" комутація кіл управління. Запропоновано простий і надійний підсилювач спеціальної конструкції для збільшення комутаційної спроможності вихідних реле.*

*Микропроцессорные реле защиты быстро вытесняют традиционные электромеханические и даже электронные устройства защиты практически во всех областях электроэнергетики. В статье рассматривается одна из многочисленных проблем микропроцессорных реле: несоответствие параметров выходных элементов этих реле, выполненных на основе миниатюрных электромеханических реле, реальным условиям эксплуатации: коммутации индуктивной нагрузки (катушек выключателей) при напряжении постоянного тока 220 В и так называемая "сухая" коммутация цепей управления. Предложен простой и надежный усилитель специальной конструкции для увеличения коммутационной способности выходных реле.*

Microprocessor-based relay protection devices are gradually driving out traditional electromechanical and even electronic relay protection devices from virtually all fields of power and electrical engineering. Whether this is good or bad may be open to debate (the advantages of microprocessor-based protection means over the traditional are far from being absolute or obvious) yet we must acknowledge that this is the general trend. While acknowledging this trend we must also note that microprocessor-based protection means do have several specific drawbacks. In this paper one of these problems will be discussed.

1. Microprocessor-based relay protection devices (hereinafter MRPD) with different functionalities (differential, distance protection, generators protection, capacitor banks protection, etc.), made by different leading companies in the world such as ABB, General Electric, Areva, Alstom, Cooper, and Crompton Instruments, were analyzed for compliance of output of the electromagnetic relays used in these MRPD, with the standard requirements and parameters set forth in the manufacturers' specifications and the actual operating conditions in the power systems.

2. It was established that in all types of MRPD electromechanical relays of the same class were used as output elements: subminiature relays with one make or change-over contact enclosed in a sealed plastic box having dimensions of about 30 x 10 x 12 mm (Fig. 1). These are G2RL, RY6100 G6RN, RTE24012, ST2, JS and similar relays made by the Schrack, Omron, Matshshita, and Fujitsu companies. Normally the *maximal values* of switched voltage and switched current are marked on the bodies of the subminiature relays, in contrast to the maximal switching power and the type of current to which these current values are related, which are usually omitted. This creates a problem when choosing the relay since maximal switched power is not equal to the multiple of maximal switched voltage and maximal switched cur-

rent. For adequate evaluation of the switching ability of such relays the accompanying technical documentation needs to be analyzed.

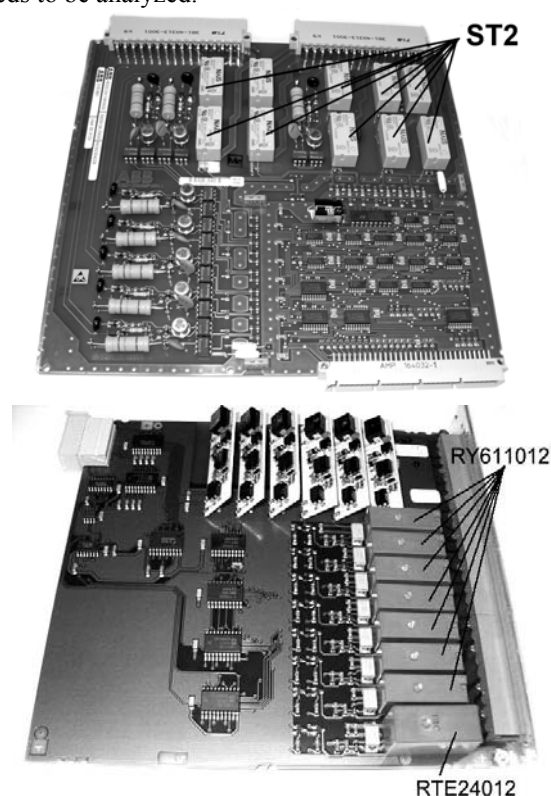


Fig. 1. PCB boards of MRPD with output electromechanical relays of different types

The results of our analysis of technical documentation accompanying these subminiature electromechanical relays are presented in Table 1.

As can be seen from the table, all of the relays have limited DC switching ability and are only suitable for switching of merely active loads.

Table 1

Switching capability of subminiature electromechanical relays using in MRPD

Relay Type (Manufacturer)	Maximal Switching Power (for resistive load)		Rated Current & Voltage (for resistive load)		
	AC	DC	AC	DC	for 250 V DC
ST series (Matsusita)	2000 VA	150 W	8 A; 380 V	5 A; 30 V	0.40 A
JS series (Fujitsu)	2000 VA	192 W	8 A; 250 V	8 A; 24 V	0.35 A
RT2 (Schrack)	2000 VA	240 W	8A; 250 V	8A; 30 V	0.25 A
RYII (Schrack)	2000 VA	224 W	8A; 240 V	8A; 28 V	0.28 A
G6RN (Omron)	2000 VA	150 W	8 A; 250 V	5 A; 30 V	-
G2RL-1E (Omron)	3000 VA	288 W	12 A; 250 V	12 A; 24 V	0.30 A

This can be attributed to very hard DC operation conditions of relay contacts with inductive loads, resulting in considerable overloads that are likely to cause a breakdown of the very small dielectric gap between the relay contacts which maintains arching on the contacts, as well as nonoccurrence of periodic current zero crossing, characteristic of AC. Voltage across the contacts may become six-fold the value of the nominal voltage. When the voltage over the contacts exceeds 50 V a strong spark is generated at switching such a load that causes strong erosion of the contacts. As the applied voltage is increased (to 100-150 V), the spark at the relay contacts is changed to a stable arc, which totally melts even powerful contacts (rated for nominal currents of 10-15 A) within 0.5-1.0 seconds at a current of 0.5-2 A. Therefore the switching ability of DC relays is much lower than that of AC relays (Fig. 2), however, according to the manufacturers of MRPD, subminiature relays installed in MRPD are designed for the direct making of tripping coils in high voltage circuit breakers - CB (for line protection) or for the making of lockout relays – powerful intermediate latching relays with a manual reset (for transformer protection), namely for engaging inductive loads in 220 V DC circuits – the heaviest duty for relays. What are these loads under actual operating conditions?

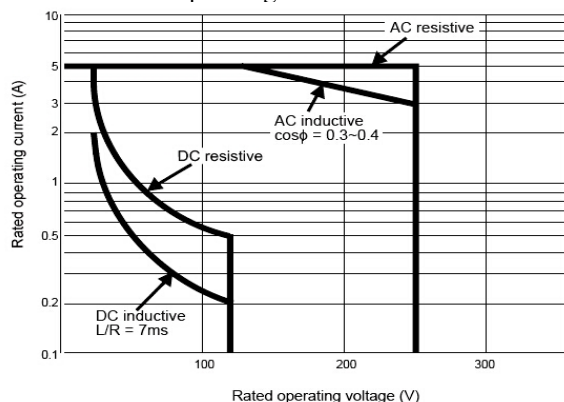


Fig. 2. Typical relations between commutation parameters (voltage, current) and load characters for relay contacts

Table 2 includes the results of analysis of tripping coil parameters for different types of circuit breakers made in different countries.

As can be concluded from the comparison of the abovementioned relay parameters (Table 1) and the parameters of the tripping coils of CBs (Table 2), the switching ability of subminiature relays for DC circuits (0.3 – 0.4 A) not at all sufficient for the direct making of tripping coils of CBs (the required currents are 1- 6 A). Connecting of lockout relays between output MRPD relays and high voltage CB still does not provide a solution

since the self-current consumed by the coil of lockout relay (2 A for the HEA type relay and 2.8 A for a modern HEA63 relay made by General Electric) falls into the same range of currents of tripping coils of CBs.

The situation becomes even more complicated because switching of **the DC inductive load** for these relays cannot be foreseen at all, so subsequently the use of these relays for direct switching of tripping coils of CB's, as well as intermediate lockout relays, results in the generation of loads beyond those allowed.

3. What do the standards and technical documentation related to MRPD say?

According to the ANSI/IEEE C37-90-1989 and IEEE Standard for Relays and Relay Systems Associated with Electric Power Apparatus [1]. Part 6/7: Make and Carry Ratings for Tripping Output Circuits establishes that the making current and the carry current accompanying it for 4 seconds that is provided by the contacts of the input relays controlling the tripping coil of CBs shall at least 30 A. Why is this current value so high in comparison with the actual currents in disconnecting switches? Because the AC tripping coil (a solenoid with a movable core) has considerable starting currents (up to 10-fold) caused by a low initial impedance of a solenoid with an extended core. For devices with alternating operation current such requirements are quite justified.

It is reasonable that in the view of this requirement MRPD manufacturers included this parameter in the standard provided by their MRPD devices. In this way the MRPD specification with regard to this parameter totally complies with the standard requirements. However the situation is different for the MRPD themselves, since the specifications for specific types of output electromagnetic relays do not mention at all the capability to switch 30 A of current, even if it is AC.

Here we should be more precise and mention that specifications for some types of special extended power subminiature relays (not used in MRPD) mention the **in-rush current**, i.e. short duration making currents reaching values of up to 30 A. These relays are as if specifically designated for use in MRPD. Maybe if MRPD manufacturers were requested to use these relays this would provide a solution to the problem?

The issue turns out to be not so simple, as there are some other standards related to the relay switching modes [2, 3, 4, 5]. In particular the IEC 60947-4 [4] standard, in which the switching modes of relays and contactors are divided into so called "**categories of application**", specifies requirements for contact relays operating in these modes. In particular the contacts designated for controlling the electrical magnets of other intermediate relays, contactors, solenoids and valves are classified as AC-15 for AC and DC-13 for DC (Table 3).

From the Table 3 it follows that increased (ten-fold) switching current of the relay at closing (making capacity) with respect to nominal current, is allowed only for AC. In switching of DC circuits this increase does not exceed 10%. This is accounted for by fact that not all making of relay contacts is terminated after the initial

contacting of those contacts. Actually the making process is always accompanied by the contacts bouncing after their first closing. Relay contacts make several open-close cycles of contact bounce before coming to rest in the final state, Fig. 3 [6].

Table 2

Parameters of tripping coils of high-voltage circuit breakers

Circuit Breaker Model	Circuit Breaker Kind	Trip Coil	
		Rated Voltage, V DC	Rated Current, A
ELK SD14 (ABB)	SF <sub>6</sub> , 170 kV, 4000 A	220	2.3
B3-S101 (ALSTOM)	SF <sub>6</sub> , 170 kV, 2000 A	220	0.7
CPRG180/10-360 (AEG)	Generator CB for 13.8 kV	110	2.0
3APIF1 (Siemens)	Oil CB, 245 kV, 3150 A	220	5.8
BBP-6-10/630 (Russia)	Vacuum CB, 10 kV, 630 A	100	5.0
ББГ-35 (Russia)	SF <sub>6</sub> , 35 kV	220	2.5
BBOA-15-14/12500 (Russia)	Air CB, 15 kV, 12500 A	220	4.5

Table 3

Switching capacity of contacts depending on the type of load for control electromagnets, valves and solenoid actuators

Utilization Category	Type of current	Switching capacity of contacts in the mode of normal switching					
		Make (switching ON)			Break (switching OFF)		
		current	voltage	cosφ	current	voltage	cosφ
IEC 60947-4							
AC-15	AC	10 I <sub>N</sub>	U <sub>N</sub>	0.3	10 I <sub>N</sub>	U <sub>N</sub>	0.3
DC-13	DC	I <sub>N</sub>	U <sub>N</sub>	-	I <sub>N</sub>	U <sub>N</sub>	-
Switching capacity of contacts in the mode of infrequent switching							
AC-15	AC	10 I <sub>N</sub>	1.1 U <sub>N</sub>	0.3	10 I <sub>N</sub>	1.1 U <sub>N</sub>	0.3
DC-13	DC	1.1 I <sub>N</sub>	1.1 U <sub>N</sub>	-	1.1 I <sub>N</sub>	1.1 U <sub>N</sub>	-

I<sub>N</sub> and U<sub>N</sub> are rated values of currents and voltages of electric loads switched by relay contacts

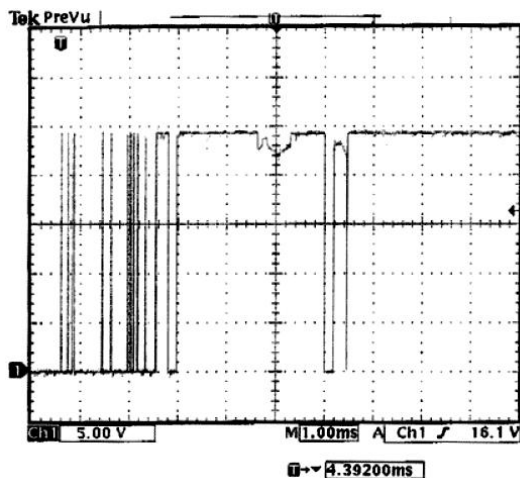


Fig.3. Oscillogram of relay making process with real measured relay contact bounce

This contact-bounce interval is in addition to the relay's operate and release times, which can measure (upon the type of relay) from ones millisecond for small relays to tens of milliseconds for larger relays. Therefore, all other factors being the same, the making power of the contacts of a DC load relay is much lower than that of an AC one.

From the above it follows that short duration making currents of 30 A (3.75 I<sub>N</sub>) for subminiature relays may be allowed only in AC circuits (even though this restriction for the use of relays is not pointed out in any of the specifications, for obvious reasons!). That is quite reasonable since there is no DC making currents at solenoid and control coil activation. From here it also follows that when the tripping coil of the CB is controlled by DC 220-250 V circuits, the

allowed value of making current for contacts is only 110% of the nominal value, namely within a range of 0.35 – 0.45A, which is much lower than the actual currents.

In actual operating conditions output relays of MRPD are operated relatively rarely (only in case of failures in the networks), which postpones detection of switching problems. This saves MRPD manufacturers from customers' claims. Because of erosion that is intensified at each relay operation the contacts surface condition is gradually deteriorated and their resistance and heating increased, which results in welding of the contacts during the next switching. In the course of the above research we have approached many manufacturers of subminiature relays with a request for an opportunity to use their relays for making without breaking currents of inductive load at a voltage 220 V DC and we received the following answers:

- The danger of welding of contacts may be very great because of bouncing;
- The relay to be used only in the authorized modes specified in the technical specifications.

Moreover, in some cases, for example for accelerated (forcing) operating of the CB (used in some types of Siemens CBs, for example) a special circuit is used (Fig. 4) that provides higher making current of up to 75 A. Direct connection of contacts of subminiature relays in such circuits is prohibited.

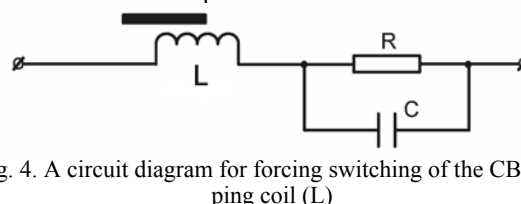


Fig. 4. A circuit diagram for forcing switching of the CB tripping coil (L)

4. There is an additional problem: the electrical strength of the insulation of the inter-contact gap of the output relays [7, 8]. Standard IEC 60255-5 [8] does not define the test voltage that must be withstood by the open contacts of output relays and suggests that the MRPD manufacturer and the consumer agree on it, in accordance with the specific operating environment. Such an approach is reasonable since only in some cases are the contacts of output MRPD designated to switch inductive loads under a constant voltage of 220-250 V. However, a circuit that includes the contacts of an input relay is a powerful DC network of substations. Powerful electrical devices connected in the circuit (intermediate relays, contactors, solenoids) have high-inductance control windings, whose switching results in generation of significant over-voltages. Therefore a question arises; to which type of switching devices should the output MRPD be attributed? Their requirements will be determined accordingly. On the one hand, they are the internal elements of measurement relay (MRPD is a measurement relay), to which the IEC 60255-5 standard applies. On the other hand, they can be easily attributed to electromechanical relays and contactors. There is a separate standard for each type of switching device (see list of references). Some of these standards include a great number of requirements; from the design parameters of the electric strength of the relay insulation, to the point of the gap between the contacts, and the distance between the outlets of the relay mounted on the printed board. In order to make things easier, some standards and instruction manuals for relays offer a simplified formula for defining the minimal needed values of the test voltage for industrial relays maintained for 1 minute:  $U = 2U_N + 1000$  (but not less than 1500 V for apparatus with nominal voltage above 60 V). For a voltage of 250 V this yields a value of 1500 V. The analysis of technical parameters of a great number of industrial relays shows that for this class of relays the maintained test voltage is within the range of 1500 – 2500 V, whereas in the subminiature relays used on MRPD these values do not go beyond 1000 V, in other words they do meet even the lowest level of requirements for the strength of inter-contact gap of industrial relays. The problem is not only in the contact gap, but also due to the insufficient distance between the pins of the subminiature relays. Under real conditions of operation (moisture, dust) there is a high probability of breakdown for some types of subminiature relays between the pins on the surface of the PCB board. Therefore manufacturers of MRPD sometimes make special rabbets on a PCB board between the relay pins in order to prevent such breakdowns. Unfortunately, sometimes not only the subminiature relays, but also other components of the MRPD, chosen for reason of miniaturization rather than reliability, are also involved. Fig. 5.

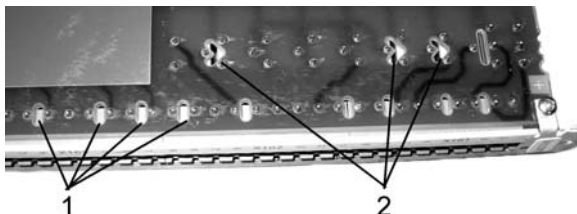


Fig. 5. Fragment of PCB board of MRPD with rabbets:  
1 – between pins of main connector;  
2 – between pins of output relays

5. Not all contacts of output relays are designated for switching high power loads. Some of them are used as so called “dry” contacts in electronic control circuits of other microprocessor protection devices, local controller or data

transmission devices. A circuit or a contact is called “dry” when the currents switched by it are so small that the contacts are completely free of sparks at switching. This also turns out to be faulty terminology since in the absence of a spark the oxide films on the coating are not destroyed, which results in significant deterioration of the contact quality. When the coating thickness is too large the contact resistance is so increased that “dry” circuit switching becomes virtually impossible [9]. This is particularly relevant for miniature relays with low contact pressure and small contact shift, and that is the reason for limiting the lower boundary of switched current or power. This value may be different for different types of contact coatings. For example, in the mentioned ST2 type relay the minimal allowed value of current is 100mA. Obviously, this relay cannot be used for reliable switching of a “dry” circuit. When ordering MRPD, the minimal switched current and voltage should be included as the most important values in the technical specifications, and compliance should be inspected and verified by opening of the MRPD.

6. With regards to the problem of correctness of the technical parameters represented in the MRPD specifications, it should be mentioned first of all that the values for specific parameters of a particular MRPD are often provided in different documents that are essentially distinct, and secondly that in some cases such incorrectness verges on absurdity. For example, one of the specifications for MRPD drawn up by one of the major companies (“Output relays” section) says:

**Making capacity: 1000 W (VA) at L/R = 40 ms**

This entry has several major mistakes:

a. Making capacity does not provide information about restrictions in relay use because of undefined current and voltage.

b. Switching ability of the DC and AC relay contacts for active load is different by about an order of magnitude (see above), therefore the value 1000W(VA), stipulating for equal power values for both DC and AC, is incorrect.

c. The inductivity of the load in the form of an L/R ratio is given only for DC. For AC the inductivity of the load is expressed in terms of the power factor (PF) or  $\cos\varphi$ .

d. Assuming that the term “Making capacity” means “Switching capacity” the value 1000 does not match the actual parameters of any relay used in MRPD. For AC it is a twofold underestimation (exactly), whereas for DC it is a 5-fold overestimation.

e. As mentioned above, switching of the **inductive DC load** is not stipulated for the mentioned subminiature relays, and is not mentioned at all in the specifications.

The specifications for another microprocessor relay made by the same company read:

**Brake capacity DC: 50W (resistive),  
62.5 W (inductive L/R=50 ms)**

This entry is unreasonable, since the allowed brake capacity of the inductive DC load, being higher than that of the active load, contradicts all postulates of electrical engineering. Moreover, the same specifications say:

**Make & Carry: 30 A for 3sec;  
Carry: 250 A for 30 ms**

We could not find any mention of 30A, and all the more of any 250A currents, in any of the specifications for the mentioned types of subminiature relays.

These are only a few examples of incorrect information included in such important documents as technical specifications.

7. The problem becomes even more complicated since at infrequent protection operation the mentioned discrepancies in MRPD are not detected at once. Under these conditions MRPD can function well for a couple of years, during which the output relay contacts accumulate defects that eventually lead to a sudden failure, resulting in serious damage. Provided the device can operate for several years without visible faults, it is difficult to present a claim to the manufacturers of MRPD. It is also quite difficult to determine the exact working life of a relay operating under such conditions, and to predict when damage is due.

8. What can be done in this situation? The MRPD manufacturer should be requested to install several output relays, complying completely with the standard requirements for industrial relays. It should be noted that in the past this approach was very popular in semiconductor protection devices (Fig. 6), however at present it is not practicable, as this would require a major change in the MRPD structure, and an increase in size.

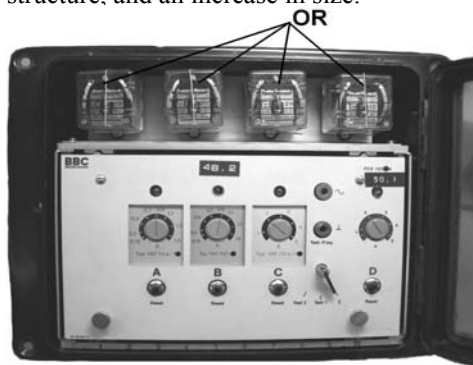


Fig. 6. A static (electronic) protection device with large-output electromechanical relays of industrial type, placed in separate cell (OR – output relays)

The problem could be resolved by having the user connect external power amplifiers between the MRPD output relay and the tripping coil of the CB. This amplifier would have to be simple, fast-acting, jam-resistant and highly reliable under actual operation conditions.

9. We have analyzed the technical parameters of various strong-current solid-state relays (SSR) made by the leading companies in the world (ABB, Tyco Electronics, Crouzet, Teledyne, Magnecraft, Celduc, Crydom, Comus, etc.) and determined that each production sample SSR has at least one or more parameters that do not comply with the requirements essential for their use as a power amplifier of output MRPD relays. Such parameters as maximal DC voltage withstood over the main electrodes in a cut-off state, which must be at least 1500 V; making current in DC circuits with an inductive load, which must be at least 5 - 10 A; operational suitability in DC circuits (many SSR can be operated only in AC circuits); and make-time which must be not more than 1ms.

10. Due to unavailability, in today's market, of power amplifiers conforming to the requirements of combined operation with MRPD, we have developed an amplifier conforming to these requirements. Due to its simple structure (Fig. 7), in-house making of this amplifier by the electric power companies is quite possible.

The main switching element of the device is a particularly small-sized thyristor VT designed for current up to 30A and voltage up to 1600 V. It has additional protection against spikes by means of a varistor RV with clamping voltage of 1200 V (at nominal mains voltage of 250 V this provides high reliability of the varistor). With the help of a special normally closed high voltage optical

coupler Opt the thyristor is forcedly blocked in the OFF-state in order to prevent its accidental switching by induced voltage or noise signal. The thyristor is switched ON by the control current flowing in the thyristor control circuit at closure of contact K of the output relay MRPD. Capacitor C (0.01  $\mu$ F 1600 V) is used as an additional filter preventing the noises reach the thyristor. Unfortunately only a few of the thousands of electronic components available in the market comply entirely with the requirements. In the first place this relates to the thyristor VT (type 30TPS16, STMicroelectronics) and optical coupler Opt (type TLP4597G, Toshiba). In order to provide higher reliability and faster response of the device it is recommended to use only these elements.

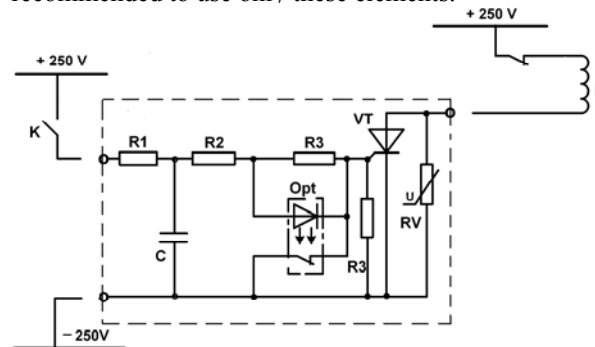


Fig. 7. Switching amplifier for output MRPD relays: K – contact of output MRPD relay; L – tripping coil of CB

11. In order to enhance the general reliability level of the operation of electronic equipment having electrical contact with DC 250 V mains, it is advisable to install special protective devices for protection of sensitive electronic equipment (the mentioned MRPD, for example) from spikes, generated at switching of inductive loads (intermediate relay windings and contactors, solenoids of actuator component drives, etc.) at the electronic equipment termination point. Protective device of Limitor-VTS type (ABB Stotz-Kontakt GmbH) includes a powerful varistor and a fuse disconnecting the varistor from the mains in case it is damaged (and also generating a visual or distant failure alarm signal) is a good solution.

#### REFERENCES

- [1] IEEE C37.90-1989. Relays and Relay Systems Associated with Electric Power Apparatus.
- [2] IEC 60947-4-1. Low-voltage Switchgear and Control Gear – Part 4: Contactors and Motor-Starters – Section 1: Electromechanical Contactors and Motor-Starters.
- [3] IEC 60947-5-1. Low-voltage Switchgear and Control Gear. Part 5: Control Circuit Devices and Switching Elements. Section 1: Electromechanical Control Circuit Devices.
- [4] IEC 60947-6-2. Low-voltage Switchgear and Control Gear – Part 6: Control and Protective Switching Devices.
- [5] IEC 61810-1. Electromechanical Non-Specified Time All Or Nothing Relays - Part 1: General Requirements.
- [6] Leyva P. Interfacing switches and relays to the real world in real time. EDN Magazine, June 5, 2001.
- [7] IEC 60664. Insulation Coordination Within Low Voltage Systems, including Clearances and Creepage Distance for Equipment.
- [8] IEC 60255-5. Electrical Relays – Part 5: Insulation Coordination for Measuring Relays and Protection Equipment. Requirements and Tests.
- [9] Brun H., Jöhler W. Reliable Switching of Minimum Loads. 53<sup>rd</sup> International Relay & Switch Technology Conference. IRSTC, April 18-20, 2005, California

Надійшла 01.07.2005



## УЧЕТ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ МАТЕРИАЛА МАГНИТОПРОВОДА БРОНЕВОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПРИ РАСЧЕТЕ ТЯГОВОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Бранспиз Ю.А., д.т.н., проф.

Восточноукраинский национальный университет им. Владимира Даля

Украина, 91000, Луганск, кв. Молодежный 20-А, ВНУ, кафедра "Электромеханика"

E-mail: branspiz@snu.edu.ua

Загирняк М.В., д.т.н.,

Кременчугский государственный политехнический университет

Украина, 39614, Полтавская обл., Кременчуг, Першетравнева, 20

E-mail: mzagim@polytech.poltava.ua

Пшеничный А.Н.

Первомайский электромеханический завод им. К.Маркса

Украина, 93202, Луганская обл., Первомайск., Заводской переулок, 1, ОГК

E-mail: const@pemz.com.ua

*Показано, що використання одноконтурної схеми заміщення магнітного ланцюга броньового електромагніту дозволяє врахувати магнітні властивості матеріалу магнітопровода електромагніту при розрахунку тягового зусилля по запропонованій методиці*

*Показано, что использование одноконтурной схемы замещения магнитной цепи броньового электромагнита позволяет учесть магнитные свойства материала магнітопровода електромагніта при расчете тягового усилия по предлагаемой методике.*

### ВВЕДЕНИЕ

Расширение области применения броневых электромагнитов и повышение их конкурентоспособности можно достигнуть, кроме прочего, созданием таких броневых электромагнитов, геометрические размеры и электрические параметры которых будут соответствовать минимально возможному расходу активных материалов и потребляемой мощности при условии создания определенного тягового усилия. Это повышает требования к практическим методам электромагнитного расчета указанных электромагнитов, которые при достаточной простоте (для снижения времени на поиск приемлемого варианта) должны обеспечивать достаточную точность расчета тягового усилия с учетом магнитного состояния материала магнітопровода.

В настоящее время для расчета магнитного поля броневых электромагнитов традиционной конструкции (рис.1) широкое распространение получили компьютерные программные продукты, которые основаны на численных методах расчета электромагнитных полей (например, методе конечных элементов – FEMM, QuickField, Ansoft Maxwell). Однако, решение задач по определению оптимальных параметров электромагнитных систем (например, по критериям минимума потребляемой мощности или минимума массы) с применением программ, основанных на численных методах расчета магнитных полей, представляет определенные практические трудности. Поэтому представляется целесообразным разработать методику аналитического расчета тягового усилия броньового электромагнита, на основе которого можно решать указанные оптимизационные задачи.

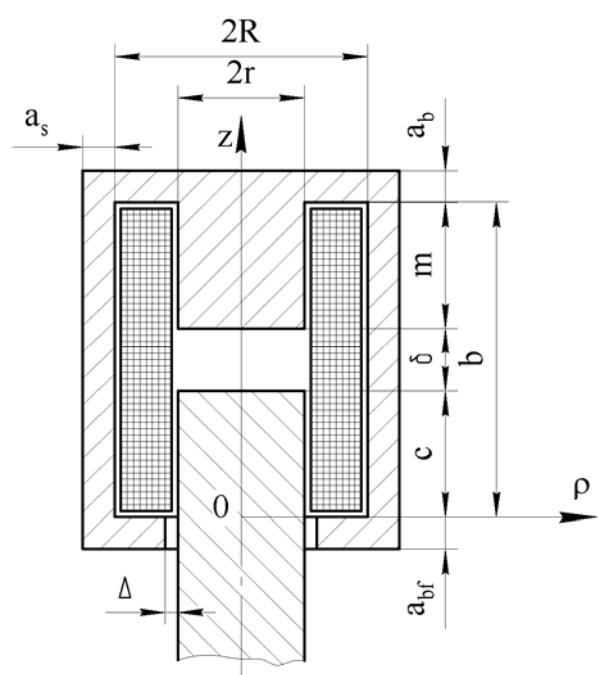


Рис. 1. Электромагнитная система броньового электромагнита

С этой целью в данной работе предложена методика расчета магнитной цепи рассматриваемого электромагнита, основанная на аналитическом расчете магнитного поля в его обмоточном окне, которая может быть легко применена для решения задач по определению геометрических размеров и электрических параметров, соответствующих некоторому критерию оптимальности при условии создания определенного тягового усилия.

## АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ В ОБМОТОЧНОМ ОКНЕ

В основу расчета положена методика, описанная в [1], согласно которой расчет магнитного поля в обмоточном окне осуществлен путем решения соответствующего уравнения Пуассона для векторного магнитного потенциала  $A(\rho, z)$  с традиционными для данной задачи допущениями (см., например, [2]).

Соответствующий результат для указанного векторного потенциала получается в виде бесконечного ряда, который, однако, быстро сходится

$$A(\rho, z) = \frac{\mu_0 \cdot F_0}{(R-r) \cdot b} \left( -\frac{1}{3} \cdot \rho^2 + \frac{1}{2} \cdot R \cdot \rho + \frac{a_2}{\rho} - \frac{2 \cdot b^2 \cdot (R-r)}{\pi^2 \cdot \delta} \right) \times$$

$$\times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{P_n(\rho)}{n^2} \cdot \cos(k_n \cdot z) \cdot (\sin(k_n \cdot (c + \delta)) - \sin(k_n \cdot c)) \quad (1)$$

здесь

$$P_n(\rho) = \frac{[K_0(k_n \cdot R) \cdot I_1(k_n \cdot \rho) + I_0(k_n \cdot R) \cdot K_1(k_n \cdot \rho)]}{[K_0(k_n \cdot r) \cdot I_0(k_n \cdot R) - I_0(k_n \cdot r) \cdot K_0(k_n \cdot R)]},$$

где  $I_1, K_1, I_0, K_0$  – модифицированные функции

Бесселя;  $F_0$  – МДС обмотки и  $k_n = \frac{n \cdot \pi}{b}$ .

Выражение (1) было использовано для расчета магнитных потоков в обмоточном окне (рис. 1). С этой целью, исходя из определения векторного потенциала ( $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$ ) в нашем осесимметричном случае (плоско-меридианное магнитное поле) магнитный поток  $\Phi_{1,2}$  через любую поверхность между двумя круговыми контурами с радиусами  $\rho_1$  и  $\rho_2$ , которые отстоят от начала координат на расстоянии, соответственно,  $z_1$  и  $z_2$ , было определено следующим образом

$$\Phi_{1,2} = 2 \cdot \pi \cdot [\rho_1 \cdot A(\rho_1, z_1) - \rho_2 \cdot A(\rho_2, z_2)]. \quad (2)$$

При этом, подставляя в (2) значения координат круговых контуров, соответствующих элементов поверхности обмоточного окна, были получены следующие выражения для потоков с этих элементов (рис. 1):

с боковой поверхности якоря

$$\Phi_c = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot [A(r, 0) - A(r, c)]; \quad (3)$$

на боковую поверхность стопа

$$\Phi_m = 2 \cdot \pi \cdot r \cdot [A(r, b) - A(r, c + \delta)]; \quad (4)$$

с проходного фланца

$$\Phi_{b,f} = 2 \cdot \pi \cdot [R \cdot A(R, 0) - (r + \Delta) \cdot A(r + \Delta, 0)]; \quad (5)$$

на фланец

$$\Phi_f = 2 \cdot \pi \cdot [R \cdot A(R, b) - r \cdot A(r, b)]; \quad (6)$$

на внутреннюю поверхность магнитопровода (этот поток может быть представлен двумя составляющими  $\Phi_{s+}$  и  $\Phi_{s-}$  противоположных знаков, граница между которыми определяется точкой на внутренней поверхности магнитопровода с координатой  $z=M$ , где потенциал  $A(R, z)$  имеет минимум)

$$\Phi_{s+} = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot [A(R, 0) - A(R, M)], \quad (7)$$

$$\Phi_{s-} = 2 \cdot \pi \cdot R \cdot [A(R, b) - A(R, M)]. \quad (8)$$

## ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ БРОНЕВОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТА

Приведенное определение магнитных потоков позволяет осуществить расчет магнитной цепи броневое электромагнита с учетом рабочего потока и потоков в обмоточном окне на основе использования одноконтурной схемы замещения с выделенными узловыми точками, в которых осуществляется подвод или отвод соответствующих потоков обмоточного окна (рис. 2).

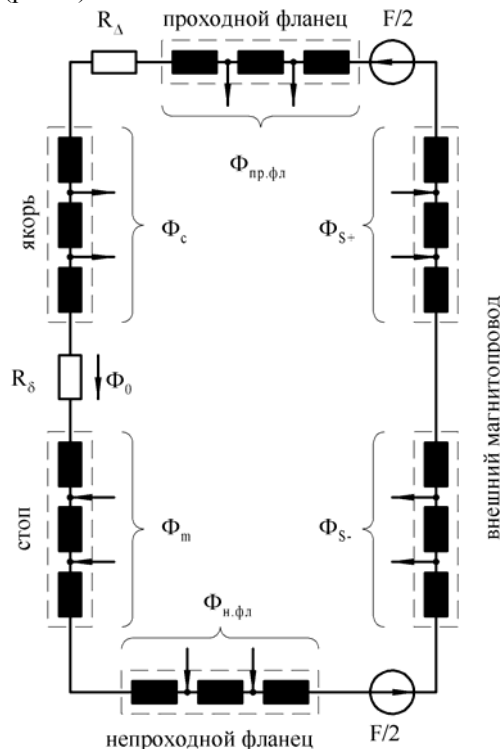


Рис. 2. Расчетная эквивалентная схема замещения броневое электромагнита

Каждый стальной конструктивный элемент броневое электромагнита разбивается на отдельные участки, в которых определяется магнитный поток индукция и напряженность магнитного поля. При этом задаются геометрические размеры элемента (длина и среднее поперечное сечение) и кривая намагниченности стали (представляется интерполяцией кубическими сплайнами). Катушка разбивается на две части и МДС каждой этой части (равная половине от полной МДС катушки намагничивания), представленная как эквивалентный источник, размещается между элементами схемы замещения как показано на рис. 2.

Кроме стальных участков в схеме замещения учтено наличие в рассматриваемой системе как рабочего зазора так и паразитного зазора между проходным фланцем и якорем. Для них магнитное сопротивление  $R_\delta$  и  $R_\Delta$  определялось с учетом того, что эти зазоры представляют собой простые геометрические фигуры, магнитная проводимость которых может быть легко определена методом Ротерса.

Для принятой одноконтурной схемы замещения математическая модель магнитной системы броневое электромагнита представляет собой систему уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа для

магнитных потоков в узловых точках, и одного уравнения, составленного по второму закону Кирхгофа, для принятого контура (искмым является магнитный поток через рабочий зазор  $\Phi_0$ , рис. 2). При составлении этих уравнений было учтено, что магнитные потоки через элементы схемы замещения представляют собой сумму потока  $\Phi_0$  и магнитного потока рассеивания, который для каждого элемента принимался с учетом подтекания или стекания магнитного потока, соответственно предложенной схеме замещения;

Расчет падения магнитодвижущей силы (МДС) на стальных участках осуществлен с учетом кривой намагничивания для материала магнитопровода. Для этого, на каждом шаге расчета, по известным магнитным потокам в каждом конструктивном элементе, разделенном на три участка, определялась напряженность магнитного поля в трех средних сечениях этих участков (по известной кривой намагничивания) и средняя по участкам напряженность поля (по формуле Симпсона), которая и принималась равной средней напряженности магнитного поля в выделенном конструктивном элементе. При этом падение МДС на элементах схемы замещения определялось как произведение указанной средней напряженности поля на длину элемента.

Решение системы уравнений математической модели броневое электромагнита, составленных по приведенной схеме замещения, осуществлялось методом половинного деления. Соответствующий алгоритм приведен на рис. 3. Целью расчета является определение падения МДС обмотки во всех элементах конструкции электромагнита, в том числе, и в рабочем зазоре при найденном значении потока  $\Phi_0$ .

Началом интервала отсечения корня для потока  $\Phi_0$  принято нулевое значение, а концом интервала – значение магнитного потока через рабочий зазор в случае отсутствия потоков рассеивания и отсутствия падения магнитного потенциала в железе магнитопровода

$$\Phi_0 = F_0 / (R_\delta + R_\Delta), \quad (9)$$

где  $F_0$  – МДС обмотки намагничивания,  $R_\delta$  и  $R_\Delta$  – магнитные сопротивления, соответственно, рабочего зазора и паразитного зазора (рис. 1, 2).

Каждый шаг алгоритма расчета схемы замещения (рис. 3) был составлен как последовательность операций:

- определения части МДС обмотки, приходящейся на рабочий зазор (обозначим ее как  $F_\delta$ );
- расчета потоков в обмоточном окне по (3)-(8);
- сравнения суммы падений МДС на всех участках схемы замещения (обозначим эту сумму как  $F_\Sigma$ ) с МДС обмотки возбуждения  $F_0$ .

Если при таком сравнении заданная точность совпадения суммы МДС  $F_\Sigma$  с МДС обмотки возбуждения  $F_0$  не достигалась, то осуществлялась корректировка значения потока  $\Phi_0$  по методу половинного деления. А именно (рис. 3): если  $F_\Sigma$  оказывается больше  $F_0$ , то значение потока  $\Phi_0$  на следующем

шаге вычислений уменьшается по методу половинного деления; если же  $F_\Sigma$  оказывается меньше  $F_0$ , то значение потока  $\Phi_0$  на следующем шаге вычислений увеличивается по методу половинного деления. При достижении заданной точности в указанном сравнении расчет магнитной цепи прекращается.



Рис. 3. Алгоритм расчета  $F_\delta$  по схеме замещения

Отметим, что на каждом шаге расчета схемы замещения по приведенному алгоритму магнитные потоки в обмоточном окне определяются по формулам (3)-(8) при значении МДС, равном значению падения магнитного потенциала на зазоре (обозначим это значение МДС как  $F_\delta$ ). То есть, в этом случае в формуле (1) вместо  $F_0$  следует подставлять  $F_\delta$ , что и было учтено при реализации рассматриваемого алгоритма.

Отметим также, что в общем случае любой участок магнитопровода может быть разбит на произвольное число элементов. Это не изменяет принципиально описанный алгоритм расчета предложенной одноконтурной схемы замещения рассматриваемого броневых электромагнита, но позволяет повысить точность соответствующих расчетов.

#### РАСЧЕТНОЕ ВЫРАЖЕНИЕ ДЛЯ ТЯГОВОГО УСИЛИЯ

В работе [3] авторами показано, что для ненасыщенной магнитной системы броневых электромагнита тяговое усилие на якорь может быть рассчитано по формуле

$$P = \frac{\pi}{2} \cdot F_0^2 \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{r}{\delta}\right)^2 + \frac{2}{\pi^2} \cdot \mu_0 \cdot F_0^2 \cdot r \cdot b \times \sum_{n=1}^{\infty} P_n(r) \cdot \left\{ \frac{1}{n^3} \cdot \frac{1}{\delta^2} \cdot [\sin(k_n \cdot c) - k_n \cdot c \cdot \cos(k_n \cdot c)] \times [\sin(k_n \cdot (b-m)) - \sin(k_n \cdot c)] + \frac{1}{n^3} \cdot \frac{k_n}{\delta} \cdot [k_n \cdot c \cdot \sin(k_n \cdot c) \cdot \sin(k_n \cdot (b-m)) + k_n \cdot c \cdot \cos(2 \cdot k_n \cdot c) - \frac{1}{2} \cdot \sin(2 \cdot k_n \cdot c)] \right\}, \quad (10)$$

где  $P_n(r)$  – функция  $P_n(\rho)$  при  $\rho = r$ .

Для расчета тягового усилия с учетом магнитного состояния стали магнитопровода предлагается использовать в формуле(10) вместо МДС обмотки ту часть МДС, которая приходится на рабочий зазор. То есть, для тягового усилия в рассматриваемом случае можно записать, на основе (10), выражение

$$P = F_{\delta}^2 \cdot \mu_0 \cdot \left[ \frac{\pi}{2} \cdot \left(\frac{r}{\delta}\right)^2 + \frac{2 \cdot r \cdot b}{\pi^2} \times Q \right], \quad (11)$$

где через  $Q$  обозначена сумма в (10), а  $F_{\delta}$  – МДС обмотки, приходящаяся на зазор, численное значение которой следует находить по описанной выше методике, позволяющей учесть влияние на  $F_{\delta}$  не только паразитного зазора, как это сделано в [3], но и влияние магнитного состояния материала магнитопровода.

#### ПРОВЕРКА ПРЕДЛАГАЕМОЙ МЕТОДИКИ

Для проверки приведенной математической модели был использован вычислительный эксперимент – компьютерный анализ магнитного поля на основе программы FEMM [4]. Вычислительный эксперимент осуществлялся для электромагнита системы зажигания автомобиля с параметрами (обозначения по рис.1):  $\delta = 2-10$  мм;  $r = 10$  мм;  $R = 20$  мм;  $b = 50$  мм;  $m = 20$  мм,  $\Delta = 0,3$  мм,  $a_{bf} = a_f = 4$  мм,  $a_s = 2$  мм,  $F_0 = 1500$  А (такое значение МДС обмотки обеспечивает насыщенное состояние материала магнитопровода со средней индукцией на малых зазорах  $\sim 1,5$  Тл); материал магнитопровода – сталь 3 (Кривая намагничивания бралась из [5]). При этом в ходе вычислительного эксперимента размер конечного элемента для расчета магнитного поля был выбран таким, что

при уменьшении его вдвое различие между результатами расчета составило менее 0.2 %.

Согласно данным проверки (таблица) можно утверждать, что погрешность определения тягового усилия по предлагаемой методике является удовлетворительной для инженерной практики.

Таблица

Падение МДС на рабочем зазоре и тяговое усилие электромагнита при МДС обмотки  $F_0 = 1500$  А

$\delta$	$F_{\delta}$ , А			$F$ , Н		
	FEMM	*	%	FEMM	По(11)	%
2	1170	1179	0,73	75,79	75,68	-0,15
4	1291	1303	0,92	26,16	25,93	-0,87
6	1338	1352	1,02	14,02	13,85	-1,21
8	1367	1382	1,09	9,07	8,94	-1,40
10	1388	1403	1,11	6,43	6,35	-1,34
12	1404	1419	1,09	4,81	4,74	-1,48
14	1417	1432	1,07	3,70	3,64	-1,60

\* расчет по предлагаемой методике

Отметим, что предлагаемая методика расчета тяговой усилия может служить основой для решения не только задач анализа, но и для решения задач синтеза броневых электромагнитов (разработка соответствующих методик может рассматриваться как перспектива дальнейшего развития предлагаемой методики).

#### ВЫВОД

Разработанный алгоритм расчета тягового усилия броневых электромагнитов обладает простотой и достаточной точностью, которая позволяет применить его в инженерной практике для определения тяговой характеристики электромагнита по известной МДС обмотки с учетом магнитного состояния материала магнитопровода.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бранспиз Ю.А., Пшеничный А.Н. Расчет векторного потенциала в обмоточном окне осесимметричного электромагнита с несимметричным зазором // Вестник Восточноукраинского национального университета им. В. Даля.– 2002.– №8.– С. 34-41.
- [2] Загирняк М.В., Бранспиз Ю.А. Расчет магнитного поля в обмоточном окне осесимметричного электромагнита // Изв. вузов. Электромеханика.– 1986.– № 7.– С. 19-28.
- [3] Бранспиз Ю.А., Пшеничный А.Н. Расчет тягового усилия броневых электромагнитов с ненасыщенной магнитной системой // Технічна електродинаміка.– 2004.– Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. Ч.2.– С. 71-74.
- [4] Meeker D. FEMM Version 3.31: User's manual.– 2005.– (<http://femm.berlios.de>)
- [5] Проектирование электрических машин.– В 2-х кн.: Кн.2 / И.П. Копылов, Б.В. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев; Под ред. И.П. Копылова.– М.: Энергоатомиздат, 1993.– 384 с.

Поступила 30.08.2005

## АНАЛІЗ ДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ АВТОНОМНОЇ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ АСИНХРОНІЗОВАНОГО ГЕНЕРАТОРА З БЕЗКОНТАКТНИМ КАСКАДНИМ ТРИФАЗНО-ТРИФАЗНИМ МОДУЛЬОВАНИМ ЗБУДЖУВАЧЕМ І КОМУТАТОРОМ ЗА НУЛЬОВОЮ СХЕМОЮ ПІД ЧАС РОБОТИ НА АКТИВНО-ІНДУКТИВНЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Василів К.М., к.т.н.

Національний лісотехнічний університет України

Кафедра ОТ і МТП, НЛТУУ, вул. Генерала Чупринки, 103, Львів, 79057, Україна

тел. (0322) 37-82-55, (0322) 22-64-03, E-mail: kawas@forest.lviv.ua

Галіновський О.М., к.т.н.

Національний технічний університет України "Ківський політехнічний інститут"

Кафедра електромеханіки, НТУУ "КПІ", пр. Перемоги, 37, Київ, 03056

тел. (044) 258-01-54, E-mail: alga40@mail.ru

*Виконано аналіз динамічних електромагнітних процесів автономної електроенергетичної системи на базі асинхронізованого генератора з безконтактним каскадним трифазно-трифазним модульованим збуджувачем і комутатором за нульовою схемою під час роботи на активно-індуктивне навантаження. Встановлено основні закономірності перебігу динамічних електромагнітних процесів залежно від схеми модулятора та параметрів системи керування комутатором.*

*Выполнен анализ динамических электромагнитных процессов автономной электроэнергетической системы на базе асинхронизированного генератора с бесконтактным каскадным трехфазно-трехфазным модулированным возбудителем и коммутатором по нулевой схеме при работе на активно-индуктивную нагрузку. Установлено основные закономерности протекания динамических электромагнитных процессов в зависимости от схемы модулятора и параметров системы управления коммутатором.*

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Потужності автономних електроенергетичних систем становлять вагомую долю глобальної системи генерування та споживання електричної енергії, оскільки використання автономних електроенергетичних систем (АЕЕС) достатньо широко практикується як у промисловості, так і на транспортних засобах.

Характерною особливістю АЕЕС є робота генератора у режимі граничних навантажень (з можливими перевантаженнями, спричиненими ймовірними екстремальними ситуаціями), що робить актуальною проблему надійності функціонування генератора. Друга особливість таких систем полягає у істотній нестабільності швидкості обертання ротора, що спричиняє іншу складну проблему – стабілізацію частоти напруги.

Аналіз наукової літератури та практичних рішень показують, що ці складні і актуальні проблеми можуть бути ефективно вирішені використанням у АЕЕС асинхронізованих генераторів (АСГ). Впровадження АСГ стало позитивною тенденцією у розвитку електроенергетики загалом та автономної електроенергетики зокрема. Ідея АСГ перебуває у стані постійного еволюційного розвитку. На сьогодні одним із перспективних варіантів створення АСГ є формування системи АСГ на базі безконтактних каскадних модульованих збуджувачів (БКМЗ) [6]. Саме АСГ на базі БКМЗ дають змогу забезпечити високу надійність роботи генератора завдяки безконтактному варіанту виконання та ефективно вирішити іншу важливу проблему стабілізації частоти напруги при змінній швидкості обертання ротора. Проблема стабілізації частоти напруги тут вирішується функціонуванням БКМЗ та-

ким чином, що у контурах збуджувача генератора формуються електричні струми частоти ковзання. Це дає змогу отримати постійну швидкість обертального електромагнітного поля генератора, що, своєю чергою, забезпечує стабільність частоти напруги.

### АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ

Автори цієї статті протягом останніх років виконали значний обсяг робіт, пов'язаних з розробкою математичних моделей АЕЕС на базі генераторів з БКМЗ, а також у поточному часі виконують дослідження зазначених систем. Так, у [1, 3] розроблено математичні моделі АЕЕС на базі асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним та двофазно-трифазним БКМЗ. У [2, 4] розроблено більш досконалі математичні моделі цих же систем. На відміну від [1] та [3], математичні моделі [2] та [4] дають змогу моделювати динамічні режими, спричинені зміною швидкості обертання ротора. Наявність останніх математичних моделей дає змогу виконувати практично всі без істотних обмежень дослідження роботи АЕЕС на базі асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним та двофазно-трифазним БКМЗ.

Всі ці математичні моделі ефективно використовуються для дослідження електромагнітних та електромеханічних процесів, що відбуваються у АЕЕС даного класу.

### ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕНЬ

З погляду практичних потреб надто важливою інформацією є дані про поведінку системи у характерних режимах роботи. До таких режимів належать режими неробочого ходу та робота на номінальне навантажен-

ня. Певну зацікавленість становить інформація про поведінку системи під час роботи у аварійних режимах. Останні дослідження, які проводилися на предмет аналізу процесів, що відбуваються у АЕЕС з трифазно-трифазним модульованим збуджувачем, стосувалися систем на базі БКМЗ з комутатором за схемою у дві зірки. Так, у [5] опубліковано результати аналізу електромагнітних та електромеханічних процесів, що відбуваються у АЕЕС під час роботи АСГ у режимі неробочого ходу. Важливо зазначити, що у сенсі схемного рішення системи генерування даного класу поділяються на два основні типи: трифазно-трифазні та двофазно-трифазні. А кожен з цих двох типів, у свою чергу, має ряд окремих схем. Крім схеми комутатора у дві зірки можливі ще дві схеми: це схема комутатора у одну зірку та мостова схема. Кожна з таких схем характерна певними особливостями перебігу процесів. З погляду практики важливо виконати дослідження на предмет оптимізації схемного рішення силового електричного кола БКМЗ. Теоретично кожна з можливих схем може бути використана. Тому всі вони мають бути ретельно проаналізовані.

Крім схемного рішення важливим моментом стосовно функціонування систем генерування даного класу є вид навантаження. У подібних системах генерування, як правило, серед споживачів є асинхронні двигуни (АД), які приводять у рух насоси, вентилятори та інші механізми. Прикладом таких систем можна вважати АЕЕС компресорних станцій, які призначені для забезпечення електроенергією для внутрішніх потреб. Висока ймовірність наявності споживачів типу активно-індуктивного навантаження, яке можна розглядати як еквівалентне навантаження досить широкого набору споживачів (нагрівальні пристрої, освітлення і т. ін.). Очевидно, що поведінка АЕЕС під час її роботи на такі різні споживачі може істотно відрізнятися. Аналіз процесів АЕЕС, що відбуваються під час роботи системи на різні види навантажень є предметом окремих досліджень. Отже, враховуючи, що ці процеси на сьогодні ще не вивчені, можна стверджувати, що задачі дослідження процесів АЕЕС на базі БКМЗ з комутатором у одну зірку під час роботи на активно-індуктивне навантаження є актуальною науковою проблемою.

Метою статті є аналіз динамічних електромагнітних процесів АЕЕС на базі АСГ з безконтактним каскадним трифазно-трифазним модульованим збуджувачем з комутатором зі схемою у одну зірку під час роботи генератора на активно-індуктивне навантаження. Динаміка процесів спричинена двома чинниками: зміною швидкості обертання рушія генератора та перехідними процесами, що виникають внаслідок вмикання та вимикання статичного навантаження. Такий аналіз передбачає вивчення впливу на поведінку АЕЕС схемного рішення силового електричного кола модулятора та деяких параметрів системи керування комутатором (як кут регулювання та вставка за струмом) для режимів роботи, коли активно-індуктивні навантаження вмикаються та вимикаються у довільній комбінації. Одним із важливих питань є аналіз якості електричної енергії для споживачів, де

серед основних параметрів розглядаються частота та гармонічний спектр електричної напруги та струму.

#### ВИКЛАД ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

Об'єктом дослідження є АЕЕС на базі асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним БКМЗ, комутатором у якому слугує безпосередній тиристорний перетворювач частоти. Схема силового електричного кола такої АЕЕС зображена на рис. 1.

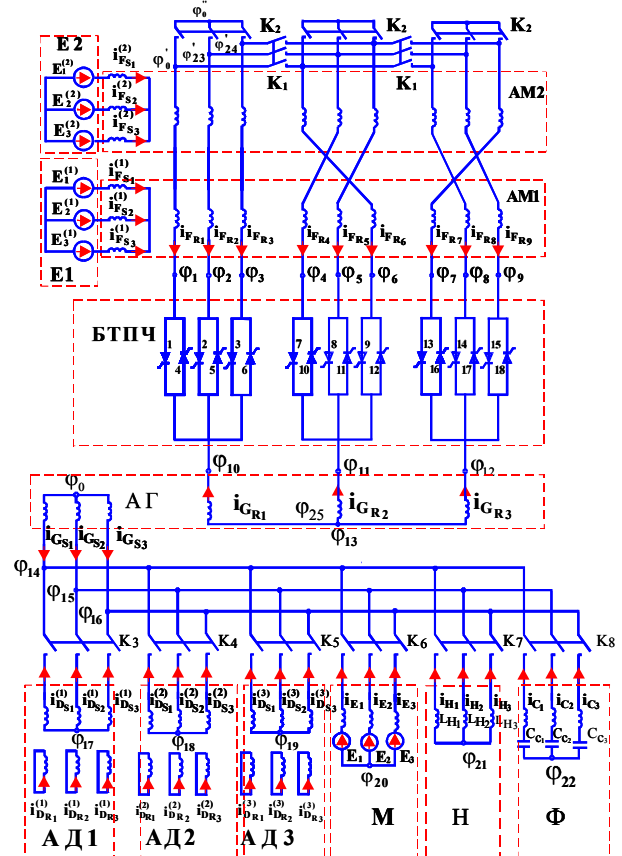


Рис. 1. Схема силового електричного кола АЕЕС

Структурними елементами АЕЕС є: трифазно-трифазний модулятор, що складається з двох асинхронних машин АМ1 та АМ2, фазні обмотки роторів яких розщеплені на три вітки; джерел живлення цих машин Е1 та Е2 відповідно; безпосередній тиристорний перетворювач частоти (БТПЧ); генератор АГ, яким слугує асинхронна машина, обмотки ротора якої з'єднані у зірку. До системи входять споживачі: три асинхронні двигуни АД1, АД2, АД3, активно-індуктивне навантаження Н, фільтр Ф, яким слугує батарея конденсаторів. Передбачена можливість роботи АСГ паралельно з трифазною електричною мережею М.

Окрім описаних вище ідентифікаторів структурних елементів АЕЕС, на схемі рис.1 прийняті відповідні позначення електричних величин та інших компонентів схеми. Літерами  $\phi$ ,  $i$ ,  $E$ ,  $L$ ,  $C$  позначено: потенціали, струми, електрорушійні сили, індуктивності та ємності, а літерою  $K$  - ключі схеми. Літерами  $F$ ,  $G$ ,  $D$ ,  $M$ ,  $H$ ,  $C$  у нижніх індексах відповідно позначено належність величин до модулятора, генератора, асинхронних двигунів, електричної мережі з боку статора генератора, активно-індуктивного навантаження та

фільтра. На схемі та у подальших викладках літерами  $S, R$  у нижніх індексах позначено належність відповідних величин до статора і ротора електричних машин. Цифрами у нижніх індексах позначено номери електричних віток у межах кожного із структурних елементів, а цифрою 0 у нижньому індексі - вузли з нульовим потенціалом. Цифрами у круглих дужках (1) і т.д. у верхньому індексі позначено належність відповідних величин до АМ1, АМ2, джерел живлення модулятора Е1 і Е2 та асинхронних двигунів АД1, АД2, АД3. Кількість штрихів у верхньому індексі відповідає номеру варіанта з'єднань розщеплених віток обмоток ротора АМ2.

У схемі модулятора передбачено два варіанти з'єднання роторних обмоток АМ2. Перший з них забезпечує комбіноване з'єднання ( $K_F=1$ ), коли ключі  $K_2$  розімкнені, а ключі  $K_1$  замкнені. При цьому у схемі з'являються три вузли з потенціалами:  $\phi_0, \phi_{23}, \phi_{24}$ . У другому варіанті ( $K_F=2$ ) передбачає з'єднання всіх розщеплених віток обмоток ротора АМ2 у один спільний вузол з нульовим потенціалом  $\phi_0 = 0$ , тобто ключі  $K_1$  та  $K_2$  замкнені. Решта ключі  $K_3 \div K_8$  призначені для вмикання та відмикання споживачів. При цьому ключами  $K_3 \div K_5$  вмикаються та відмикаються три асинхронні двигуни АД1÷АД3 відповідно, а вмикачами  $K_6 \div K_8$  - решта споживачів: електрична мережа, статичне навантаження та фільтр відповідно.

У статті аналізується перебіг електромагнітних процесів АЕЕС у залежності від схеми з'єднання силового кола модулятора, значення ковзання генератора та параметрів системи керування БТПЧ.

Важливо зазначити, що тут розглядається БКМЗ з різною кількістю пар полюсів машин АМ1 та АМ2 ( $p_0^{(1)} = 4$  та  $p_0^{(2)} = 8$ ) відповідно, а для генератора  $p_{G_0} = 2$ .

Дослідження динамічних електромагнітних процесів АЕЕС проведемо для системи на базі АСГ потужністю 100 кВт. Суть дослідження полягає у розрахунку електромагнітних процесів, результатом якого є отримання розрахункових функціональних залежностей від часу миттєвих значень струмів, напруг та деяких інших величин і виконання гармонічного аналізу шляхом розкладання отриманих функцій у ряд Фур'є та подальшого аналізу спектра амплітуд гармонік відповідних величин. Моделювання процесів проведемо для апріорі відомого закону зміни у часі ковзання АСГ ( $S = S(t)$ ). Розрахунки електромагнітних процесів АЕЕС відображені на рис. 2 ÷ 21. На рис. 2 відображено розрахункову залежність ковзання генератора від часу.



Рис. 2.  $S$  – ковзання генератора

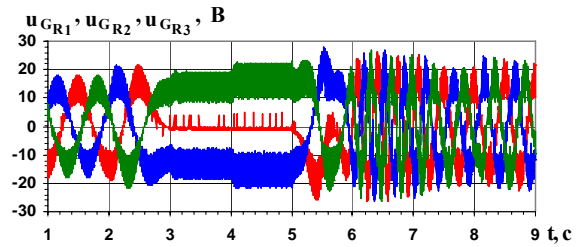


Рис. 3.  $u_{GR1}, u_{GR2}, u_{GR3}$  - фазні напруги ротора генератора

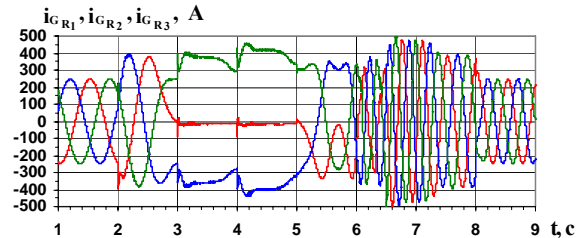


Рис. 4.  $i_{GR1}, i_{GR2}, i_{GR3}$  - фазні струми ротора генератора

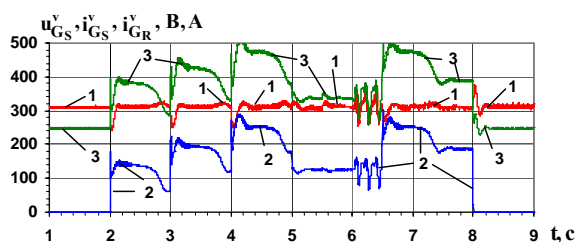


Рис. 5.  $u_{GS}^v, i_{GS}^v, i_{GR}^v$  - модулі зображувальних векторів напруги і струму статора генератора (криві 1, 2) та струму ротора генератора (крива 3) відповідно

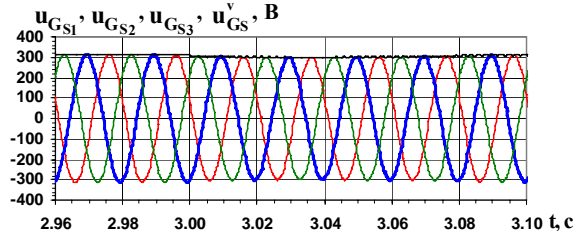


Рис. 6. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=3$  с двигунів (криві 1,2,3 для АД1÷АД3 відповідно)

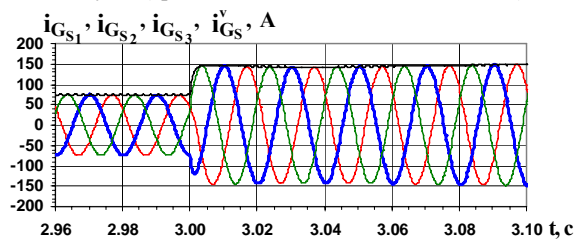


Рис. 7. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=3$  с

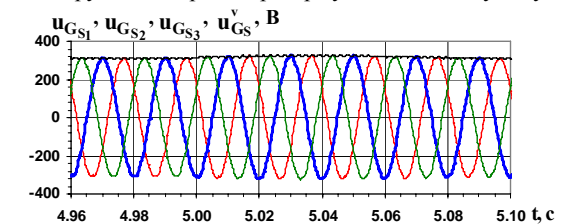


Рис. 8. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=5$  с

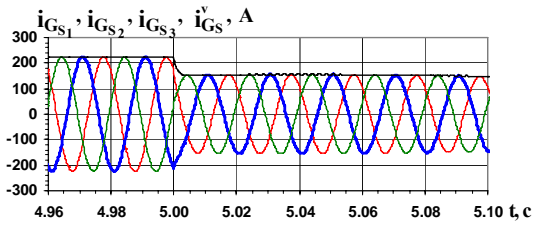


Рис. 9. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=5$  с

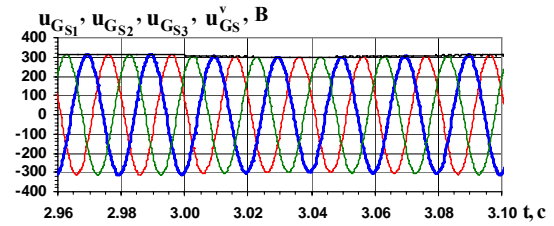


Рис. 15. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=3$  с

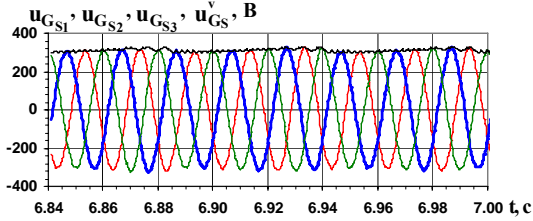


Рис. 10. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=7$  с

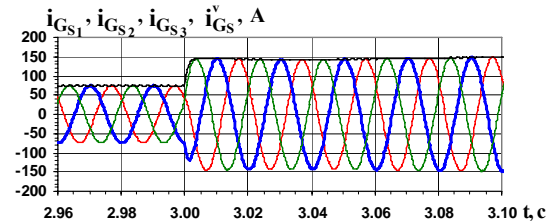


Рис. 16. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=3$  с

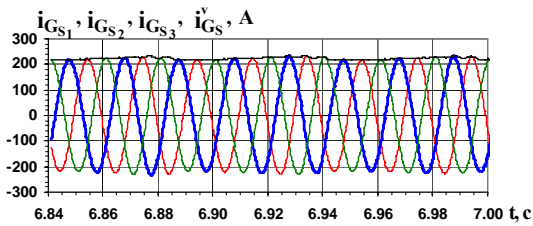


Рис. 11. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=7$  с

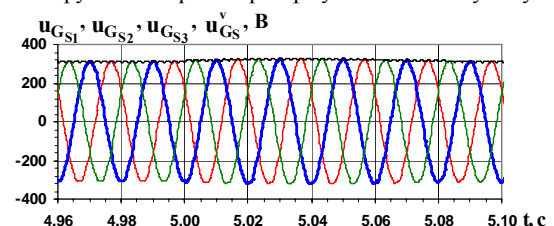


Рис. 17. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=5$  с

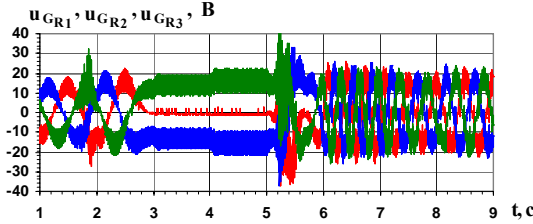


Рис. 12.  $u_{G_{R1}}, u_{G_{R2}}, u_{G_{R3}}$  - фазні напруги ротора генератора

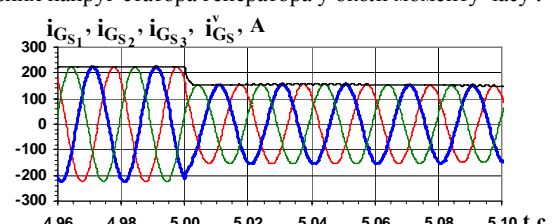


Рис. 18. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=5$  с

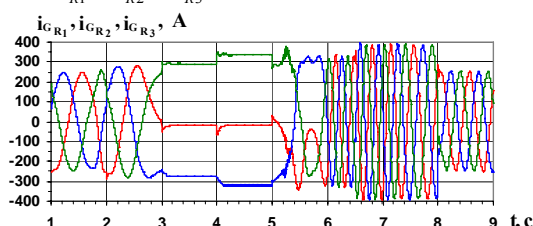


Рис. 13.  $i_{G_{R1}}, i_{G_{R2}}, i_{G_{R3}}$  - фазні струми ротора генератора

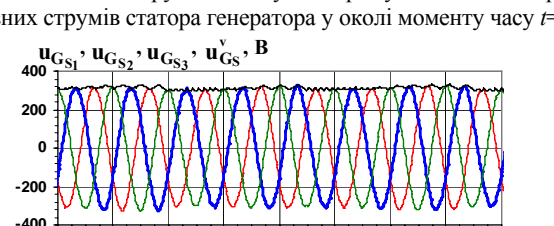


Рис. 19. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=7$  с

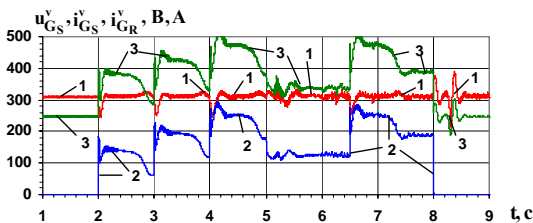


Рис. 14.  $u_{G_S}^v, i_{G_S}^v, i_{G_R}^v$  - модулі зображувальних векторів напруги і струму статора генератора (криві 1, 2) та струму ротора генератора (крива 3) відповідно

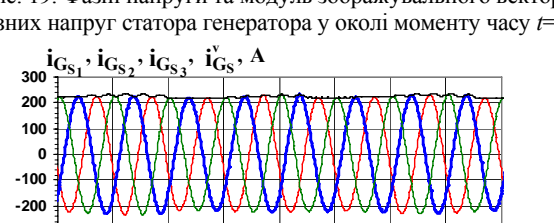


Рис. 20. Фазні струми та модуль зображувального вектора фазних струмів статора генератора у околі моменту часу  $t=7$  с



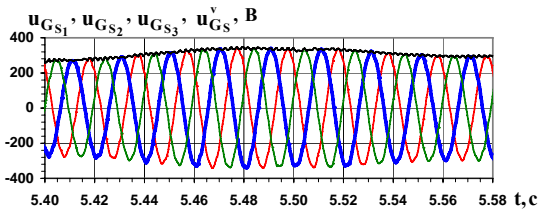


Рис. 21. Фазні напруги та модуль зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=5,5$  с

Проаналізуємо результати розрахунку електромагнітних процесів для робочого режиму, для якого споживачі вмикаються та вимикаються за таким алгоритмом. Кожен з трьох споживачів (активно-індуктивні навантаження на схемі М, Н, Ф) вмикаються відповідно у моменти часу:  $t=2$  с,  $t=3$  с,  $t=4$  с. У момент часу  $t=5$  с другий споживач (активно-індуктивне навантаження Н) відмикається, а у момент часу  $t=6,5$  с він знову вмикається. Робочий цикл закінчується одночасним відімкненням всіх трьох споживачів. Відзначимо, що протягом цілого робочого циклу працює система автоматичного стабілізування напруги, у якій функцію стабілізування виконує пропорційно-інтегральний регулятор.

На рис. 2 ÷ 11 відображено основні електромагнітні величини АСГ для стану ключів, коли  $K_F=1$ . На рис. 2 відображено графік ковзання. Як бачимо, ця крива характерна інтенсивною динамікою, що дає змогу простежити за роботою генератора та поведінкою системи для екстремальних умов роботи (рвучкої зміни швидкості обертання ротора генератора).

На рис. 3 та рис. 4 відповідно відображені розрахункові залежності  $u_{G_{R1}}, u_{G_{R2}}, u_{G_{R3}}$  - фазних напруг та  $i_{G_{R1}}, i_{G_{R2}}, i_{G_{R3}}$  - фазних струмів ротора генератора. Струми та напруги ротора генератора змінюються з двоякою частотою: заповнення та огинаючою частотою (частотою модуляції). Частота заповнення визначається співвідношенням кількості пар полюсів машин модулятора АМ1, АМ2 та генератора. У даному випадку (для  $p_0^{(1)}=4$ ,  $p_0^{(2)}=8$  і  $p_{G_0}=2$ ) частота заповнення становить 150 Гц. Частота модуляції визначається модулем значення ковзання за формулою  $f_K = |S| \cdot f_F$ , де  $S$  - ковзання генератора, а  $f_F$  - частота мереж Е1 та Е2 живлення машин модулятора (рис.1). Тому при ковзанні з нульовим значенням фазні струми ротора генератора будуть випрямленими. З рис. 3 та рис. 4 видно, що на проміжку часу від нуля до  $t=2,5$  с частота модуляції цих струмів становить 1 Гц, що відповідає ковзанню  $S=0,02$ . На проміжку часу від  $t=3$  с до  $t=5$  с маємо випрямлені струми. На решті двох проміжках з постійним значенням модуля ковзання  $t=6 \div 7$  с та  $t=7,5 \div 9$  с частота струмів ротора генератора відповідно становить 3 та 2 Гц.

На проміжках динамічної зміни ковзання частота струмів ротора генератора теж змінюється динамічно за описаною вище закономірністю. Згідно з фізикою процесів та принципом функціонування АСГ з БКМЗ частота  $f_F$  визначає  $f_G$  - частоту напруги статора генератора ( $f_F = f_G$ ).

Характер кривих напруг та струмів на рис. 3 та 4 виразно ілюструє моменти ввімкнення та відімкнення

споживачів генератора. Форма кривих напруг на рис. 3, отримана шляхом математичного експерименту, виразно підтверджує очікуваний ефект забезпечення високої якості струмів збудження. Це досягнуто впровадженням комбінованого керування вентилями комутатора [8].

Якість струмів збудження істотно залежить від належного функціонування комутатора, на роботу якого безпосередньо мають вплив параметри його системи керування. До таких параметрів належать  $\alpha_p$  кут регулювання та вставка струму БТПЧ. Окремо результатів розрахунків для різних значень цих параметрів не наводимо, а лише зазначимо, що ці параметри теж мають істотний вплив на перебіг електромагнітних процесів і на якісні показники напруг статора генератора зокрема. Для забезпечення нормальної роботи комутатора при інвертуванні напруг (у околі вузлів модуляції напруг) на виході модулятора кут регулювання має бути з випередженням, тобто з від'ємним знаком. Дослідження показують, що для забезпечення нормальної роботи комутатора і, у такий спосіб, високої якості напруги генератора у динамічних режимах роботи та при більших значеннях ковзання генератора, модуль кута регулювання слід збільшувати. Конкретні числові значення кута регулювання можна встановити лише шляхом математичного або ж фізичного експериментування. За результатами даних досліджень встановлено, що для динамічних режимів АСГ оптимальне значення кута регулювання становить  $\alpha_p = -50^\circ$ .

Окрім кута регулювання циклоконвертора, одним з важливих параметрів системи керування комутатором є вставка за струмом. Алгоритм роботи системи керування оперує параметром вставки для реалізування комбінованого (сумісного у поєднанні з роздільним) керування зустрічними тиристорними групами комутатора [8]. Як і у випадку з кутом регулювання, числові значення вставки можна визначити шляхом математичного чи фізичного експерименту. За результатами даних досліджень встановлено, що оптимальне значення вставки за струмом становить  $h=0,5$  А.

Для інтегральної оцінки процесів на цілому проміжку розрахунків використаємо поняття зображувальних векторів. Стосовно періодичних гармонічних величин це миттєві значення амплітуд. На рис. 5 відображено  $u_{G_S}^v, i_{G_S}^v, i_{G_R}^v$  - розрахункові залежності модулів зображувальних векторів фазних напруг та струмів статора (криві 1 і 2) та струми ротора генератора (крива 3). Як видно з цього рисунку амплітуди фазної напруги статора генератора утримується на рівні заданого системою автоматичного керування значення, що становить 311 В. Це значення відрізняється лише у околі точок, що відповідають моментам часу ввімкнення або відімкнення споживачів.

Для аналізу електромагнітних процесів (зокрема для визначення якості електричної енергії за критерієм частоти напруги та струму) найбільшу зацікавленість становлять моменти часу, у яких ковзання є змінним, оскільки рвучка зміна швидкості обертання ротора є джерелом збурення. Тому, для кількісного аналізу частоти фазної напруги статора генератора особливу увагу звернемо на розрахункові залежності миттєвих значень фазних напруг статора генератора у околі точок для моментів часу:  $t=2,5; 3,0; 5,0; 5,5; 6,0$ ;

7,0 та 7,5 с. Саме у цих точках функція ковзання має злам між окремими лінійними ділянками. Це ж питання актуальне і для моментів часу ввімкнення та відімкнення споживачів. На рис. 6 відображені  $u_{G_{S1}}, u_{G_{S2}}, u_{G_{S3}}, u_{G_S}^v$  - розрахункові залежності фазних напруг та модуля зображувального вектора фазних напруг статора генератора. На рис. 7 відображені  $i_{G_{S1}}, i_{G_{S2}}, i_{G_{S3}}, i_{G_S}^v$  - розрахункові залежності фазних струмів та модуля зображувального вектора фазних струмів статора генератора відповідно. Криві на рис. 6 та рис. 7 отримані на проміжку у околі моменту часу  $t=3$  с, що відповідає ввімкненню другого споживача (активно-індуктивного навантаження). А на рис. 8 та рис. 9 відображені ці ж струми та напруги, але у околі моменту часу  $t=5$  с, у який відмикається другий споживач. На рис. 10 та рис. 11 ці ж струми та напруги у околі моменту часу  $t=6,9$  с, де ковзання є стабільним і має максимально від'ємне значення ( $S=-0,06$ ).

Аналіз кривих миттєвих значень фазних напруг та струмів статора генератора з рис. 6 ÷ 11 та інших результатів моделювання процесів показує, що частота напруг та струмів статора генератора строго дорівнює заданому значенню, яке становить 50 Гц для цілого діапазону розрахунків процесів ( $t=0 \div 9$  с) включно з моментами часу, у яких функція ковзання має злами та моментами часу ввімкнення та відімкнення споживачів.

У плані дослідження динамічних електромагнітних та електромеханічних процесів АЕЕС з БКМЗ важливим питанням є з'ясування впливу на процеси схем модулятора. Тому такі дослідження виконано. На рис. 12 ÷ 21 відображені основні електромагнітні величини для схеми модулятора, коли  $K_F=2$  (схема зі з'єднанням у один спільний вузол розщеплених фазних віток ротора АМ2).

На рис. 12 та 13 відображено  $u_{G_{R1}}, u_{G_{R2}}, u_{G_{R3}}$  та  $i_{G_{R1}}, i_{G_{R2}}, i_{G_{R3}}$  - розрахункові осцилограми фазних напруг та струмів ротора генератора. На рис. 14 відображено  $u_{G_S}^v, i_{G_S}^v, i_{G_R}^v$  - модулі зображувальних векторів напруги і струму статора генератора (криві 1, 2) та струму ротора генератора (крива 3) відповідно.

Як і для попереднього варіанту схеми модулятора, далі на решти рисунках (рис. 15 ÷ 21) відображено фазні напруги та струми генератора для другого варіанта схеми модулятора. На рис. 15 відображені  $u_{G_{S1}}, u_{G_{S2}}, u_{G_{S3}}, u_{G_S}^v$  - розрахункові залежності фазних напруг та модуля зображувального вектора фазних напруг статора генератора. На рис. 16 відображені  $i_{G_{S1}}, i_{G_{S2}}, i_{G_{S3}}, i_{G_S}^v$  - розрахункові залежності фазних струмів та модуля зображувального вектора фазних струмів статора генератора відповідно для моменту часу  $t=3$  с, що відповідають моменту ввімкнення другого споживача.

На рис. 17, 18 відображено ці ж напруги та струми, що і на рис 15 та 16, але для моменту часу  $t=5$  с, що відповідає моменту вимкнення другого споживача. На рис. 19, 20 також відображені ці ж напруги та струми, що і на рис 15 та 16, але для проміжку часу з від'ємним і максимальним за модулем значенням ков-

зання ( $S=-0,06$ ). Рис. 21 ілюструє  $u_{G_{S1}}, u_{G_{S2}}, u_{G_{S3}}, u_{G_S}^v$

- розрахункові залежності фазних напруг та модуля зображувального вектора фазних напруг статора генератора у околі моменту часу  $t=5,5$  с, який характерний максимальною динамікою зміни ковзання (рис.2).

Порівняння кривих струмів та напруг на рис. 3 ÷ 11 та 12 ÷ 21 виразно ілюструє, що якість електроенергії генератора для другої схеми модулятора (коли  $K_F=2$ ) у порівнянні з першою схемою (коли  $K_F=1$ ) є помітно нижчою. Хоча для ustalених режимів якість електроенергії для обидвох розглянутих схем модулятора є майже однаковою. Про це свідчить форма як кривих фазних величин, так і інтегральних показників, якими є модулі зображувальних векторів струмів та напруг. Важливо зазначити, що частота фазних напруг та струмів для обидвох схем залишається стабільною і такою, що дорівнює 50 Гц.

Навіть при візуальному аналізі цих кривих напруг видно, що схеми модулятора мають істотний вплив на перебіг процесів. Як видно з цього рисунку, вищу стабільність роботи комутатора і, як наслідок, вищу якість напруги забезпечує схема з комбінованим потенціальним з'єднанням ( $K_F=1$ ) [7]. Прийнятну за якість напругу забезпечує схема зі спільним нулем ( $K_F=2$ ).

Важливим кількісним показником якості електроенергії є гармонічний спектр напруг та струмів. Гармонічний аналіз фазних напруг статора генератора виконаємо для ділянок зі сталою амплітудою. Така умова необхідна для забезпечення коректності аналізу. Для виконання гармонічного аналізу фазних напруг статора генератора виберемо ділянку у околі моменту часу  $t=6,9$  с, на якій ковзання має постійне і найбільше за модулем значення ( $S=-0,06$ ). Як велася мова вище, графіки фазних напруг у околі цього моменту часу відображені на рис. 11 та 21. Як видно з цих рисунків, частота фазних напруг становить строго 50 Гц. З рисунків видно, що криві фазних напруг мають синусоїдну форму. Але ж для точного кількісного аналізу спектра гармонік фазних напруг виконаємо гармонічний аналіз. Для цього розкладемо у ряд Фур'є зображені на рис. 11 та 21 розрахункові залежності фазних напруг та струмів. Числові значення амплітуд гармонічних складових фазних напруг відображені у табл. 1. У першому стовпці таблиці вказано порядковий номер гармоніки, включаючи нульову (постійну складову). Далі, у кожній з двох наступних пар стовпців, відображено значення амплітуд гармонічних складових та їх значення у відсотках до першої гармоніки для кожної з двох схем модулятора.

З таблиці добре видно, що числові значення лише деяких вищих гармонічних складових фазних напруг досягають 1% від значення першої гармоніки. Для схеми модулятора з комбінованим з'єднанням ( $K_F=1$ ) найбільшою є друга гармонічна складова, значення якої становить лише 1,14%. Решта вищі гармоніки мають ще менші значення, які не досягають навіть 1,0%. Якість фазної напруги для другого варіанту схеми модулятора ( $K_F=2$ ), є приблизно такою, як і для першого. Тут найбільше значення вищих гармонік, якою є теж друга, становить 1,06%. Серед решти вищих гармонік найбільші значення мають четверта – 1,02% та 11-та – 1,01%. Аналогічно виконано гармонічний аналіз фазних струмів генератора для обидвох схем модулятора. Результати гармонічного аналізу

фазних струмів відображені у табл. 2. Як бачимо з цієї таблиці, якість фазних струмів статора генератора є ще вищою, ніж напруг.

Таблиця 1

Амплітуди гармонік фазних напруг статора генератора та їх значення у відсотках до першої гармоніки для двох варіантів схеми модулятора

№ гармоніки	$K_F = 1$		$K_F = 2$	
	$u_{G_S}$	$u_{G_S}, \%$	$u_{G_S}$	$u_{G_S}, \%$
0	1.25	<b>0.4</b>	0.89	<b>0.28</b>
1	310.99	<b>100</b>	312.38	<b>100</b>
2	3.55	<b>1.14</b>	3.32	<b>1.06</b>
3	1.85	<b>0.59</b>	1.08	<b>0.35</b>
4	1.24	<b>0.4</b>	3.19	<b>1.02</b>
5	0.96	<b>0.31</b>	1.82	<b>0.58</b>
6	0.83	<b>0.27</b>	0.88	<b>0.28</b>
7	0.79	<b>0.25</b>	0.61	<b>0.2</b>
8	2.18	<b>0.7</b>	1.26	<b>0.4</b>
9	1.91	<b>0.61</b>	1.42	<b>0.45</b>
10	2.3	<b>0.74</b>	1.86	<b>0.6</b>
11	2.36	<b>0.76</b>	3.15	<b>1.01</b>
12	0.75	<b>0.24</b>	1.17	<b>0.37</b>
13	0.44	<b>0.14</b>	0.88	<b>0.28</b>
14	0.34	<b>0.11</b>	0.6	<b>0.19</b>
15	0.29	<b>0.09</b>	0.58	<b>0.19</b>
16	0.28	<b>0.09</b>	0.48	<b>0.15</b>
17	0.27	<b>0.09</b>	0.28	<b>0.09</b>
18	1.1	<b>0.35</b>	0.49	<b>0.16</b>
19	0.34	<b>0.11</b>	0.43	<b>0.14</b>

Таблиця 2

Амплітуди гармонік фазних струмів статора генератора та їх значення у відсотках до першої гармоніки для двох варіантів схеми модулятора

№ гармоніки	$K_F = 1$		$K_F = 2$	
	$u_{G_S}$	$u_{G_S}, \%$	$u_{G_S}$	$u_{G_S}, \%$
0	0.95	<b>0.42</b>	0.52	<b>0.23</b>
1	223.55	<b>100</b>	224.3	<b>100</b>
2	2.45	<b>1.1</b>	2.17	<b>0.97</b>
3	1.24	<b>0.55</b>	0.78	<b>0.35</b>
4	0.83	<b>0.37</b>	1.18	<b>0.53</b>
5	0.63	<b>0.28</b>	0.93	<b>0.41</b>
6	0.52	<b>0.23</b>	0.56	<b>0.25</b>
7	0.45	<b>0.2</b>	0.45	<b>0.2</b>
8	0.57	<b>0.25</b>	0.57	<b>0.25</b>
9	0.65	<b>0.29</b>	0.17	<b>0.08</b>
10	0.71	<b>0.32</b>	0.3	<b>0.13</b>
11	0.34	<b>0.15</b>	0.79	<b>0.35</b>
12	0.15	<b>0.07</b>	0.36	<b>0.16</b>
13	0.15	<b>0.07</b>	0.28	<b>0.12</b>
14	0.15	<b>0.07</b>	0.24	<b>0.11</b>
15	0.15	<b>0.07</b>	0.2	<b>0.09</b>
16	0.15	<b>0.07</b>	0.19	<b>0.08</b>
17	0.16	<b>0.07</b>	0.15	<b>0.07</b>
18	0.24	<b>0.11</b>	0.15	<b>0.07</b>
19	0.18	<b>0.08</b>	0.43	<b>0.14</b>

Судячи з гармонічного аналізу фазних струмів та напруг, очевидним є висновок про те, що системи генерування даного класу під час роботи генератора на активно-індуктивне навантаження забезпечують споживачів високоякісною електричною енергією як за параметром частоти напруги, так і за параметром гармонічного спектру напруг та струмів.

## ВИСНОВКИ

1. Розрахунки динамічних електромагнітних та електромеханічних процесів АСГ з трифазно-трифазним БКМЗ під час роботи на активно-індуктивне навантаження підтверджують роботоздатність систем генерування даного класу.

2. Для динамічних режимів роботи вищий рівень якості напруги статора генератора забезпечує силова схема модулятора з комбінованим потенціальним розділенням.

3. В усталених режимах роботи системи схема силового електричного кола модулятора не має істотного впливу на роботу збуджувача та системи в цілому.

4. Комбінований спосіб керування вентилями комутатора та кут регулювання з випередженням забезпечують стійкість роботи комутатора і, як наслідок, високу якість напруги навіть у динамічних режимах роботи генератора та при інтенсивних перехідних процесах, спричинених ввімкненням та відімкненням статичного навантаження.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Василів К.М., Галиновський О.М. Математична модель автономної електроенергетичної системи "Асинхронний генератор з трипульсним модульованим збуджувачем – каскад асинхронних двигунів" // Праці Ін-ту електродинаміки НАНУ. Електродинаміка.- К.: Ін-т електродинаміки НАНУ, 2000.-С. 153-163.
- [2] Василів К.М. Математична модель динамічних процесів автономної електроенергетичної системи на базі безконтактного асинхронізованого генератора з трифазно-трифазним каскадним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка.- 2004. - № 5. – С. 50-55.
- [3] Василів К.М. Математична модель автономної електроенергетичної системи на базі генератора з двофазно-трифазним безконтактним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка.- 2002.-№ 6.–С. 31-37.
- [4] Василів К.М. Математична модель динамічних процесів автономної електроенергетичної системи на базі безконтактного асинхронізованого генератора з двофазно-трифазним каскадним модульованим збуджувачем // Техн. електродинаміка.- 2005. - № 2. – С. 54-60.
- [5] Василів К.М. Математичне моделювання динамічних процесів неробочого ходу автономної електроенергетичної системи на базі генератора з беконтактним трифазно-трифазним каскадним модульованим збуджувачем. // Техн. Електродинаміка. Тематичний випуск. – Силова електроніка та енергоефективність.- 2004, ч.2. – С. 99-105.
- [6] Галиновский А.М. Бесконтактный асинхронизированный генератор с модулированным преобразователем частоты. Труды I Международной (III Всероссийской) конференции по электромелатронике. Санкт-Петербург, 1997. -С. 182-192.
- [7] Галиновский А.М. Модулированный преобразователь частоты с комбинированным потенциальным разделением обмоток Труды I Международной (III Всероссийской) конференции по электромеханотронике. Санкт-Петербург, 1997. -С. 193-196.
- [8] Галиновский А.М., Дубчак Е.М., Васылив К.Н., Хайкал Шейфан Фуад. Способ управления и качество формы кривой выходного напряжения модулированного преобразователя частоты. Труды I Международной (III Всероссийской) конференции по электромеханотронике. Санкт-Петербург, 1997. -С. 216-222.

Надійшла 15.11.2005

## ПРИМЕНЕНИЕ ВЫСОКОКОЭРЦИТИВНЫХ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ В САМОЛЕТНЫХ АГРЕГАТАХ

Матусевич В.А., Гетья А.Н., Шарабан Ю.В.  
ГП "Харьковское агрегатное конструкторское бюро"  
Украина, 61023, Харьков, ул. Сумская, 132, ГП "ХАКБ"  
тел. (057) 707-02-71, факс (057) 707-02-73, E-mail: khadb@ukr.net

*В статті розглянуті авіаційні агрегати, в яких застосовуються постійні магніти. Наведені умови експлуатації цих агрегатів та постійних магнітів. Вказані технічні вимоги до матеріалів постійних магнітів з урахуванням їх конкретного використання в авіаційній техніці.*

*В статье рассмотрены авиационные агрегаты, в которых применяются постоянные магниты. Приведены условия эксплуатации этих агрегатов и постоянных магнитов. Указаны технические требования к материалам постоянных магнитов с учетом их конкретного использования в авиационной технике.*

В электротехническом оборудовании современного самолета применяется большое количество постоянных магнитов различных типов. Так, например, постоянные магниты Fe-Ni-Al используются в коллекторных электродвигателях постоянного тока, в подвозбудителях синхронных генераторов, различных устройствах сигнализации, в датчиках линейных и угловых перемещений, для создания магнитного поля в электромагнитных устройствах автоматики, в магнитных ловушках продуктов износа гидравлических и топливных агрегатов.

Широкое применение постоянных магнитов Fe-Ni-Al обусловлено их высокой рабочей температурой, они способны удовлетворительно работать при температурах до 600°C [1]. Однако эти магниты слабо устойчивы к механическим воздействиям, а также для получения высокой индукции в воздушном зазоре требуют большой трудоемкости при сборке изделий. Например, коллекторные электродвигатели с такими магнитами необходимо собирать, применяя, так называемое, охранное кольцо, что существенно затрудняет сборку, пересборку и их ремонт. Также в коллекторных электродвигателях авиационных агрегатов и других устройствах нашли применение материалы Fe-Cr-Co и магнитотвердые ферриты. Эти материалы имеют относительно низкую стоимость по сравнению со сплавами на основе редкоземельных металлов.

Параметры некоторых магнитотвердых материалов, в соответствии с [5 – 8], приведены в табл. 1.

Несмотря на относительно высокие значения энергетического произведения у литых сплавов, не представляется возможным проектирование электрических машин, по своим массогабаритным показателям превосходящих машины с электромагнитным возбуждением [14]. Достижение высоких энергетических и массогабаритных показателей электротехнических устройств, что в авиации имеет решающее значение, возможно только с постоянными магнитами, обладающими высокими магнитными свойствами, такими как сплавы Nd-Fe-B и Sm-Co. Эти магниты находят применение в магнитных системах вентильных электродвигателей насосных станций, интегрированных электромеханических следящих приводах управления поверхностями самолета, в дозаторах топлива топливных систем для поворота дозирующего золотника, в датчиках положения ротора и др.

Авиационным электрическим машинам с постоянными магнитами и самим магнитам посвящен ряд работ [1 – 5], [13], однако уделено мало внимания со-

временным требованиям, предъявляемым к постоянным магнитам, применяемым в авиационной технике.

Таблица 1

Марка магнита	(BH) <sub>max</sub> , кДж/м <sup>3</sup>	H <sub>CB</sub> , кА/м	B <sub>r</sub> , Т
Литые сплавы на железо-никель-алюминиевой (Fe-Ni-Al) основе			
ЮНДК35Т5БА	72	110	1,02
ЮНДК35Т5АА	80	115	1,05
ЮНДК40Т8АА	64	145	0,9
ЮН13ДК25БА	56	48	1,4
Деформируемые материалы на основе сплавов железа, хрома и кобальта (Fe-Cr-Co)			
25Х15КА	32	40	1,2
23Х15К5ФА	38	42	1,25
Магнитотвердые ферриты			
24БА210	24	205	0,37
28БА190	28	185	0,39
22БА220	22	215	0,36
Спеченные материалы на основе кобальта с редкоземельными металлами (Sm-Co)			
КС25ДЦ-240	240	780	1,1
КС25ДЦ-225	225	760	1,06
КС37А	130	560	0,82
Сплавы на основе редкоземельных металлов типа Nd-Fe-B			
NQ3G	245	855	1,14
NQ3F	280	915	1,23
Нд35Р-1	215	820	1,1
Нд35Р-5	318	892	1,3
МАЕР 30НLs	225	900	1,14
МАЕР 33НsLs	270	930	1,18

Цель настоящей работы заключается в описании авиационных агрегатов различных систем самолета, в которых применяются постоянные магниты, критериев выбора материала магнита и в выработке технических требований к современным материалам постоянных магнитов в зависимости от их конкретного применения на самолете.

На предприятии ГП "ХАКБ" разрабатываются агрегаты для различных систем летательных аппаратов. В том числе насосные станции с приводом от вентильных или асинхронных электродвигателей для гидравлической системы самолета, автономные рулевые электрогидравлические и электромеханические приводы для системы управления полетом, агрегаты для топливной системы самолета и др.

К этим агрегатам предъявляются высокие требования по прочности и устойчивости к различным внешним воздействующим факторам, таким как вибрация, удары,

действие ускорения, высокие и низкие температуры, повышенная влажность, действие различных агрессивных сред. Эти факторы могут действовать как по отдельности, так и совместно. Такой сложный комплекс воздействий на агрегат практически невозможно создать в наземных условиях и решающими являются летные испытания в составе объекта. Поэтому все более высокие требования предъявляются к применяемым материалам и, в частности, к постоянным магнитам.

Высокая коррозионная стойкость - одно из требований, которому должны удовлетворять постоянные магниты. Применение постоянных магнитов из материала Nd-Fe-B является одним из перспективных направлений совершенствования характеристик вентиляльных электродвигателей с постоянными магнитами. Однако, существенным фактором, ограничивающим сферу применения постоянных магнитов на основе сплавов системы Nd-Fe-B, является их высокая склонность к коррозии под воздействием влаги [10].

У самолетов – амфибий, например, Бе-200, Бе-103, ЛА-8 и др, которые могут совершать посадку на поверхность водоемов, некоторые агрегаты могут подвергаться непосредственному воздействию пресной или морской воды.

Прямое попадание воды возможно на агрегаты системы управления полетом (приводы закрылков, элеронов, интерцепторов, руля высоты и направления), а также шасси. При этом агрегаты должны исправно выполнять свои функции и не создавать аварийных ситуаций.

Одним из путей повышения коррозионной стойкости постоянных магнитов этого класса является использование защитных покрытий.

Требования к самолетам и агрегатам в части обеспечения ресурса и срока службы постоянно возрастают и, следовательно, материалы постоянных магнитов должны сохранять свои характеристики в течение многих лет эксплуатации (не менее 30 лет).

Для привода насоса в насосных станциях гидравлических систем применяются вентиляльные электродвигатели. Конструктивно вентиляльный электродвигатель представляет собой электромеханическую часть и блок управления [11]. Электромеханическая часть состоит из статора, закрепленного в корпусе и ротора, на котором размещены постоянные магниты. Магниты на магнитопроводе ротора удерживаются при помощи клея и бандажа из немагнитного материала, например, стали 12Х18Н10Т. На рис. 1 показан внешний вид роторов вентиляльных электродвигателей на постоянных магнитах различной мощности разработки ГП "ХАКБ".

Режимы работы более жесткие, а тепловые нагрузки у авиационных электродвигателей значительно выше, чем у электродвигателей общепромышленного назначения. Активные части малогабаритных вентиляльных электродвигателей мощностью в несколько киловатт и имеющих удельную мощность 1 кВт/кг, при работе могут нагреваться до 180°C.

Существенным фактором, который может ограничить область применения существующих постоянных магнитов Nd-Fe-B является высокая температура окружающей среды. В агрегатах топливных систем, расположенных непосредственно на маршевом двигателе, температура окружающего воздуха составляет около 125°C, а в отдельных местах может достигать 200°C, что может привести к размагничиванию магнитов и отказу агрегата. Поэтому одним из требова-

ний к постоянным магнитам является сохранение параметров при высоких температурах.



Рис. 1. Ротора вентиляльных электродвигателей

В ГП "ХАКБ" с целью выяснения возможности применения проведены температурные испытания постоянных магнитов из материала Nd-Fe-B различных марок.

В качестве образцов для испытаний были отобраны постоянные магниты различных конфигураций в виде сегментов и полых цилиндров, различных производителей. Внешний вид образцов и точки замера магнитной индукции приведены на рис. 2.

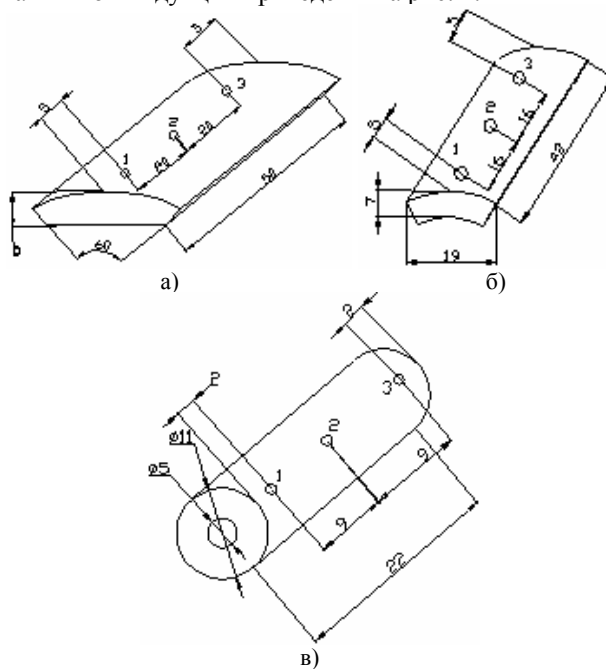


Рис. 2. Постоянные магниты вентиляльных электродвигателей различной мощности а) Образец № 1 (МАЕР 33HsLs), б) Образец № 2 (NQ-3G), в) Образец № 3 (МАЕР 30HLs)

Образцы были подвергнуты ступенчатому нагреву до температуры 220°C с замером магнитной индукции на поверхности через каждые 20°C при непосредственном воздействии температуры, и после остывания до температуры соответствующей нормальным климатическим условиям (НКУ). На рис. 3 и 4 приведены результаты испытаний на нагревание постоянных магнитов.

Из графиков видно, что без изменения магнитной индукции постоянные магниты держат температуру до 100°C. Повышение температуры выше 100°C влечет необратимые изменения магнитной индукции образцов №№ 2, 3. Образец № 1 выдерживает температуру 200°C без необратимых изменений магнитной

индукции на поверхности магнита. Температура 300°C является достаточной для размагничивания постоянного магнита Nd-Fe-B.

Одним из перспективных направлений является применение высококоэрцитивных магнитов в бортовых системах генерирования электрической энергии. Современный самолетный генератор переменного тока постоянной частоты, состоит из подвозбудителя, возбудителя и основного генератора, собранных в одном корпусе, а также электронного блока регулирования. С

развитием радиоэлектронной техники и появлением новой элементной базы представляется целесообразным уменьшить массу генератора за счет применения высококоэрцитивных постоянных магнитов.

Однако при применении высококоэрцитивных постоянных магнитов непосредственное управление потоком возбуждения генератора является проблематичным, и необходимо переходить на регулирование выходного напряжения при помощи электронного преобразователя.

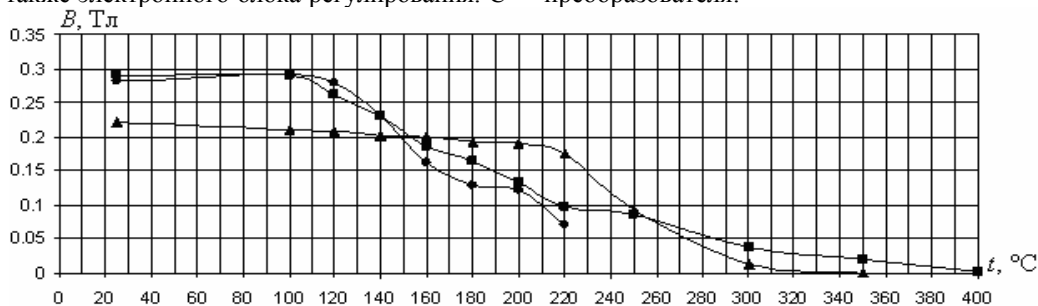


Рис. 3. Сравнительные данные средних значений магнитной индукции на поверхности постоянных магнитов при воздействии повышенной температуры

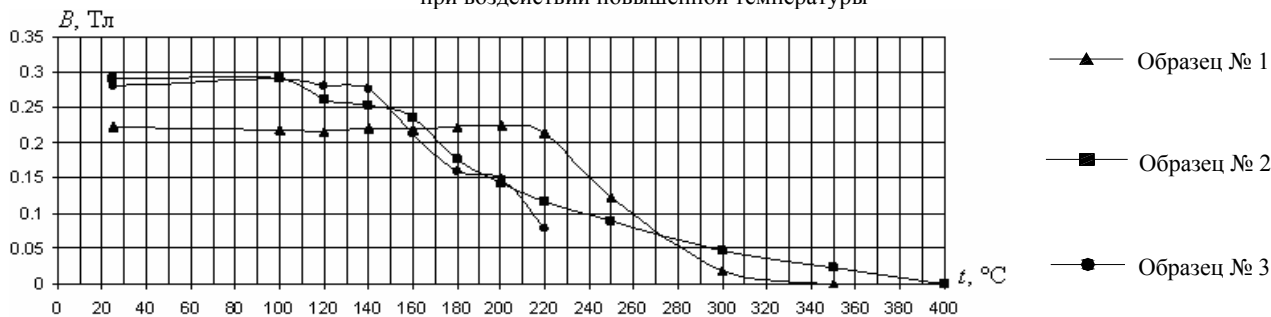


Рис. 4. Сравнительные данные средних значений магнитной индукции на поверхности постоянных магнитов после воздействия повышенной температуры и остывания до температуры НКУ

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Авиационные агрегаты разработки ГП "ХАКБ" с постоянными магнитами успешно эксплуатируются на отечественных и зарубежных самолетах.

2. Применение современных высококоэрцитивных постоянных магнитов Sm-Co и Nd-Fe-B позволяет существенно повысить энергетические и массогабаритные показатели вентиляльных электродвигателей, повысить коэффициент момента электромеханических преобразователей, что существенно улучшает динамические показатели агрегатов.

3. Для широкого и повсеместного их применения в авиационной технике необходимо выполнение следующих условий:

- увеличение максимальной рабочей температуры (для магнитов из Nd-Fe-B);
- повышение термостабильности свойств постоянных магнитов;
- увеличение коррозионной стойкости;
- получение постоянных магнитов необходимых размеров без дополнительной механической обработки;
- повышение механической прочности материала;
- снижение стоимости.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Д.А. Бут. Бесконтактные электрические машины. - М.: Высшая школа, 1990. - 415с.  
 [2] В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев. Электрические генераторы с постоянными магнитами. - М.: Энергоатомиздат, 1988. - 279с.

[3] А.Г. Сливинская, А.В. Гордон. Постоянные магниты. - М.: Энергия, 1965. - 127с.  
 [4] В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев, А.Н. Ларионов. Электрические машины с постоянными магнитами. - М.: Энергия, 1964. - 479с.  
 [5] В.А. Балагуров, Ф.Ф. Галтеев. Авиационные генераторы переменного тока комбинированного возбуждения. - М.: Машиностроение, 1977. - 95с.  
 [6] ГОСТ 17809 Материалы магнитотвердые литые. Марки и технические требования.  
 [7] ГОСТ 24897 Материалы магнитотвердые деформируемые. Марки, технические требования и методы контроля.  
 [8] ГОСТ 24063 Ферриты магнитотвердые. Марки и основные параметры.  
 [9] ГОСТ 21559 Материалы магнитотвердые спеченные. Марки, технические требования и методы контроля.  
 [10] Бюллетень МООСМ "Магнитное общество" Российской Федерации. Том 5. № 1. 2004.  
 [11] Гетья А.Н., Шарабан Ю.В. Перспективы применения вентиляльных электродвигателей в агрегатах авиационной техники // Электротехника и электромеханика. - 2003. - № 1. - С. 26-28.  
 [12] Ю.М. Пятин и др. Материалы в приборостроении и автоматике. - М.: Машиностроение, 1982. - 528с.  
 [13] Г.К. Ягола, Р.В. Спиридонов. Определение характеристик современных высококоэрцитивных материалов и магнитов из них в разомкнутой магнитной цепи.  
 [14] А.Н. Ледовский. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 168с.

Поступила 14.11.2005

## ПРИНЦИП РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК В АСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМАХ КОМПЕНСИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Мишин В.И., д.т.н., Чуенко Р.Н., к.т.н., Кулинич А.Н.  
 Национальный аграрный университет, кафедра "Электрических машин и эксплуатации электрооборудования"  
 Украина, 03041, Киев, ул. Героев обороны, 12,  
 тел. (044) 267-87-57

*Розглянуто методику та принцип розрахунку асиметричних режимів роботи компенсованого асинхронного двигуна для порівняльної характеристики їх з серійним асинхронним короткозамкнутим двигуном.*

*Рассмотрена методика и принцип расчета асимметричных режимов работы компенсированного асинхронного двигателя для сравнительной характеристики их с серийным короткозамкнутым асинхронным двигателем.*

Объединение в цепи статора компенсированного асинхронного двигателя (КАД) обмоток серийного асинхронного двигателя (АД) и поворотного автотрансформатора (АТ), включенного на электрическую емкость [6, 7] определяет ряд особенностей физических явлений и свойств КАД [3] по сравнению с серийным базовым АД.

Наличие в цепи статора КАД электрических контуров с емкостью приводит к эффектам подмагничивающего действия емкостного тока и введения добавочной ЭДС в цепь ротора через статор. Изменение пространственной ориентации токов основной и дополнительной обмоток АТ, включенного на емкость, величины емкости, схем включения конденсаторов, соотношения чисел витков ( $W$ ) основной и дополнительной обмоток ( $\Delta W$ ) дает возможность в широких пределах изменять величину и характер потребляемой двигателем реактивной мощности, его коэффициента мощности, оказывать существенное влияние на пусковой момент, рабочие и пусковые токи, потери мощности в обмотках. Двигатель становится энергооберегающим, регулируемым по потреблению реактивной мощности, с возможностью влияния на пусковые и рабочие характеристики.

По-иному, по сравнению с АД, протекают в КАД и переходные процессы как в нормальных так и аномальных режимах. Например, за счет электрических контуров с емкостью при пуске уменьшается время разгона двигателя, а при отключении от питающей сети появляется электродинамический тормозной момент и уменьшается время торможения, при обрыве одной фазы питающей сети, пусковой момент не падает до нуля и т.п.

Исследования таких явлений в переходных и установившихся процессах нормальных и аномальных режимов КАД может быть проведено на базе математической модели по некоторой обобщенной электрической схеме, представленной на рис. 1.

Так как задачей исследования является выявление особенностей и анализ физических процессов в КАД, закономерностей их протекания, основных свойств КАД по сравнению с серийным двигателем, за основу принята классическая математическая модель асинхронной машины с постоянными параметрами [1, 4, 5], что, как показали лабораторные исследования, обеспечивает не только качественные, но и количественные результаты, отвечающие требованиям необходимой степени точности инженерной практики.

Математическая модель представлена в реальных фазовых координатах основной обмотки статора с приведением к ее фазным осям токов неподвижного

ротора, эквивалентного вращающемуся и дополнительной обмотки статора пространственно смещенной относительно основной на произвольный угол  $0 \leq \delta \leq 2\pi$ . Это дает возможность в результате расчетов при заданных ЭДС источника питания, параметрах двигателя [8] и величинах вносимых сопротивлений (рис. 1) определять реальные токи статорной цепи и приведенные токи ротора, электромагнитный момент и скорость машины, а также зависящие от них величины напряжений и мощности.

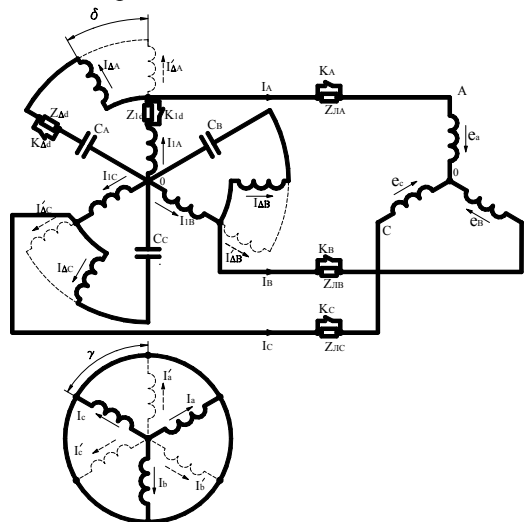


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема КАД для расчета процессов в асимметричных режимах (реальное положение обмоток представлено сплошными линиями, приведенное к оси основной обмотки - пунктиром)

Математическая модель электромагнитных и электромеханических процессов КАД для режимов работы их по схеме (рис. 1) представлена системой уравнений электрического равновесия контуров цепей статора и ротора, уравнениями электромагнитного момента двигателя и движения привода.

Принимаем для исследования симметричный трехфазный компенсированный асинхронный двигатель по схеме рис. 1 с постоянными параметрами Т-образной схемы замещения базового серийного двигателя [8]. Асимметричные режимы в системе источник питания – компенсированный асинхронный двигатель создаем асимметрией вносимых сопротивлений питающей линии  $Z_{\sigma A} = r_{\sigma A} + jx_{\sigma A}$ ,  $Z_{\sigma B} = r_{\sigma B} + jx_{\sigma B}$ ,  $Z_{\sigma C} = r_{\sigma C} + jx_{\sigma C}$ , введением внешних сопротивлений в цепь обмоток одной из фаз статора, например, в цепь основной обмотки фазы "А"

$Z_{1d} = r_{1d} + jx_{1d} = r_{1d} + j\omega L_{1d}$  и дополнительной обмотки в виде  $Z_{\Delta d} = r_{\Delta d} + jx_{\Delta d} = r_{\Delta d} + j\omega L_{\Delta d}$ , величины электрических емкостей в фазах в общем виде могут быть различными  $C_A, C_B, C_C$ . ЭДС источника питания задаются симметричными по фазам

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \cos \omega t, \\ e_B &= E_m \cos(\omega t - \rho) \\ e_C &= E_m \cos(\omega t + \rho) \text{ при } \rho = 120^\circ \end{aligned}$$

или асимметричными

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \cos(\omega t + \psi_A) + e_0, \\ e_B &= E_m \cos(\omega t - \rho + \psi_B) + e_0, \\ e_C &= E_m \cos(\omega t + \rho + \psi_C) + e_0. \end{aligned}$$

При достаточно большой мощности источника питания, степень асимметрии и величина ЭДС неизменны и не зависят от режима работы двигателя, а напряжение на отдельных элементах фаз зависит от режима работы двигателя, поэтому уравнения электрического равновесия контуров фаз системы "двигатель – сеть – источник питания", например, для контура основной обмотки статора, необходимо составлять относительно заданных и неизменных напряжений (ЭДС) фаз источника питания как

$$\begin{aligned} e_A &= u_{1A} + u_{\Delta d} + u_{\Delta A} + u_0; \\ e_B &= u_{1B} + u_{\Delta B} + u_0; \\ e_C &= u_{1C} + u_{\Delta C} + u_0, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $u_{1A}, u_{1B}, u_{1C}$  - напряжение фаз основных обмоток статора двигателя;  $u_{\Delta d}$  - напряжение на сопротивлении  $Z_{1d}$ , которое вводится в цепь основной обмотки фазы "А";  $u_{\Delta A}, u_{\Delta B}, u_{\Delta C}$  - падения напряжения на сопротивлении  $Z_{\Delta\phi} = r_{\Delta\phi} + jx_{\Delta\phi} = r_{\Delta\phi} + \omega L_{\Delta\phi}$  питающей линии соответственно в фазах "А", "В", "С";  $u_0$  - напряжение нулевой последовательности между нулевой точкой двигателя и источника питания, имеющее место при асимметричных режимах и переходных процессах.

При этом напряжение на основной обмотке фазы равно

$$u_{1\phi} = -(e_{1\phi} - i_{1\phi} r_1),$$

где  $e_{1\phi} = -\frac{d\psi_{1\phi}}{dt}$  ЭДС фазы основной обмотки статора,  $i_{1\phi}$  - ток фазы,  $\psi_{1\phi}$  - потокосцепление обмотки.

В соответствии со схемой рис. 1 потокосцепление этой обмотки, созданное собственным током и токами всех других обмоток статора и ротора, связанных с ней взаимноиндуктивной связью [2], выражается, например, для фазы "А", как

$$\begin{aligned} \psi_{1A} &= (L_1 + M_\phi) i_{1A} + M_\phi [i_{1B} \cos \rho + i_{1C} \cos(-\rho)] + \\ &+ k M_\phi [i_{\Delta A} \cos \delta + i_{\Delta B} \cos(\delta + \rho) + i_{\Delta C} \cos(\delta - \rho)] + \\ &+ M_\phi [i_a \cos \gamma + i_b \cos(\gamma + \rho) + i_c \cos(\gamma - \rho)], \end{aligned} \quad (2)$$

где  $L_1$  - индуктивность рассеяния основной обмотки фазы статора;  $M_\phi$  - главная собственная индуктивность этой обмотки (или обмотки ротора), а также взаимная индуктивность с равными ей другими обмотками при совпадении их осей;  $k$  - отношение количества витков дополнительной  $\Delta W$  и основной  $W$  обмотки статора,  $k = \frac{\Delta W}{W}$ ;  $i_{\Delta\phi}$  - ток дополнительной

обмотки соответствующей фазы.

С учетом  $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$  и  $\cos(\pm\rho) = -0,5$  первая часть выражения (2) становится равной  $(L_1 + \frac{3}{2} M_\phi) i_{1A} = L_S i_{1A}$ , где  $L_S = L_1 + \frac{3}{2} M_\phi = L_1 + M$  - полная индуктивность основной обмотки фазы статора,  $M = \frac{3}{2} M_\phi$  - полная главная индуктивность фазы трехфазной обмотки статора с учетом взаимной индуктивной связи ее с двумя другими обмотками других фаз.

Наличие в выражении (2) произвольного угла  $\delta$  и переменного угла вращения ротора  $\gamma = \int \omega_p dt$  приводит к периодическому изменению взаимной индуктивности между обмотками и усложняет расчет токов при заданных ЭДС источника питания и параметрах двигателя и сети. В классической теории электрических машин [4, 5] применяют приведение токов и потоков обмотки ротора к неподвижным осям фаз обмотки статора, заменяя вращающийся ротор эквивалентным неподвижным, исключают из уравнений угол  $\gamma$ . Для КАД с тремя взаимно смещенными системами обмоток к оси основной обмотки статора приводят как токи ротора так и токи дополнительной  $\Delta W$  или вторичной обмотки поворотного АТ. Из выражения (2) эти токи, приведенные к оси основной обмотки соответственно запишутся:

- для дополнительной обмотки фазы "А" статора

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

- для фазы "А" обмотки ротора

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

тогда поток  $\psi_{1A}$  можно выразить

$$\psi_{1A} = L_S i'_{\Delta A} + k M i'_{\Delta\phi} + M i'_a,$$

а в общем виде для любой фазы основной обмотки статора

$$\psi_{1\phi} = L_S i'_{\Delta\phi} + k M i'_{\Delta\phi} + M i'_{2\phi}, \quad (4)$$

где

$$i'_{\Delta\phi} = i'_{\Delta A, B, C} = i_{\Delta A, B, C} \cdot \prod(\delta),$$

$$i'_{2\phi} = i'_{a, b, c} = i_{a, b, c} \cdot \prod(\gamma),$$

$$\prod(\delta) = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos \delta & \cos(\delta + \rho) & \cos(\delta - \rho) \\ \cos(\delta - \rho) & \cos \delta & \cos(\delta + \rho) \\ \cos(\delta + \rho) & \cos(\delta - \rho) & \cos \delta \end{vmatrix} \quad (5)$$

- матрица приведения трехфазной системы координат по углу  $\delta$  (аналогично записывается для тока ротора матрица приведения по углу  $\gamma$  [1]).

С учетом (2-5) ЭДС основной обмотки фазы "А" статора становится равной

$$e_{1A} = -\frac{d\psi_{1A}}{dt} = -\left( L_S \frac{di_{1A}}{dt} + k M \frac{di'_{\Delta A}}{dt} + M \frac{di'_a}{dt} \right),$$

в других фазах такие ЭДС будут выражены через собственные потоки  $\psi_{1B}, \psi_{1C}$ . Принимая падение напряжения на сопротивлениях линии как

$u_{\Delta\phi} = i_{\Delta\phi} r_{\Delta\phi} + L_{\Delta\phi} \frac{di_{\Delta\phi}}{dt}$  при токе  $i_{\Delta\phi} = i_{1\phi} - i_{\Delta\phi}$  и напряжение на вносимом сопротивлении в основную обмотку фазы "А"  $Z_{1d}$  в виде  $u_{\Delta d} = i_{1A} r_{1d} + L_{1d} \frac{di_{1A}}{dt}$ , запишем



уравнение (1) электрического равновесия контуров фаз основной обмотки статора – сети – источника:

$$\left\{ \begin{aligned} e_A &= i_{1A}(r_1 + r_{1d}) + (L_S + L_{1d}) \frac{di_{1A}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta A}}{dt} + \\ &+ M \frac{di'_a}{dt} + i_{1A} r_{1A} + L_{1A} \frac{di_A}{dt} + u_0; \\ e_B &= i_{1B} r_1 + L_S \frac{di_{1B}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta B}}{dt} + M \frac{di'_b}{dt} + \\ &+ i_{1B} r_{1B} + L_{1B} \frac{di_B}{dt} + u_0; \\ e_C &= i_{1C} r_1 + L_S \frac{di_{1C}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta C}}{dt} + M \frac{di'_c}{dt} + i_{1C} r_{1C} + \\ &+ L_{1C} \frac{di_C}{dt} + u_0, \end{aligned} \right. \quad (6)$$

Уравнения электрического равновесия фаз симметричного по параметрам, неподвижного, короткозамкнутого ротора, эквивалентного вращающемуся, независимо от степени асимметрии токов и напряжений статора могут быть записаны [2] в виде:

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &= i'_a r_2 + L_p \frac{di'_a}{dt} + M \frac{di'_{1A}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta A}}{dt} + \\ &+ \frac{\omega p}{\sqrt{3}} [L_p (i'_b - i'_c) + M (i_{1B} - i_{1C}) + kM (i'_{\Delta B} - i'_{\Delta C})], \\ 0 &= i'_b r_2 + L_p \frac{di'_b}{dt} + M \frac{di'_{1B}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta B}}{dt} + \\ &+ \frac{\omega p}{\sqrt{3}} [L_p (i'_c - i'_a) + M (i_{1C} - i_{1A}) + kM (i'_{\Delta C} - i'_{\Delta A})], \\ 0 &= i'_c r_2 + L_p \frac{di'_c}{dt} + M \frac{di'_{1C}}{dt} + kM \frac{di'_{\Delta C}}{dt} + \\ &+ \frac{\omega p}{\sqrt{3}} [L_p (i'_a - i'_b) + M (i_{1A} - i_{1B}) + kM (i'_{\Delta A} - i'_{\Delta B})], \end{aligned} \right. \quad (7)$$

Последнее слагаемое в правой части уравнений (7) выражает так называемую ЭДС вращения, которая представляет неподвижный ротор эквивалентным вращающемуся [4].

Напряжение на конденсаторе фазы, как выходное напряжение АТ, может быть представлено суммой ЭДС обмоток АТ с учетом падений напряжений в обмотках и на вносимых в цепь АТ сопротивлениях:

$$u_{\Delta\Phi} = \frac{1}{C_\Phi} \int i_{\Delta\Phi} dt = (e_{1\Phi} - i_{1\Phi} r_1) - u_{\Phi 1d} + (e_{\Delta\Phi} - i_{\Delta\Phi} r_{\Delta}) - u_{\Phi \Delta d} = -u_{1\Phi} - u_{\Phi 1d} + u_{\Delta\Phi} - u_{\Phi \Delta d} \quad (8)$$

где  $e_{\Delta\Phi} - i_{1\Phi} r_1 = -u_{1\Phi}$  или  $u_{1\Phi} = -(e_{1\Phi} - i_{1\Phi} \cdot r_1)$  - напряжение на основной обмотке фазы, т.е. на первичной обмотке АТ,  $e_{\Delta\Phi} - i_{\Delta\Phi} \cdot r_{\Delta} = u_{\Delta\Phi}$  - напряжение на дополнительной (вторичной) обмотке АТ,

$u_{\Phi 1d} = i_{1A} \cdot r_{1d} + L_{1d} \frac{di_{1A}}{dt}$ ,  $u_{\Phi \Delta d} = i_{\Delta A} \cdot r_{\Delta d} + L_{\Delta d} \frac{di_{\Delta A}}{dt}$  - падения напряжения на вносимых в цепь АТ сопротивлениях  $Z_{1d}$  и  $Z_{\Delta d}$ ,  $r_{1d}$  и  $r_{\Delta d}$  - их активные составляющие,  $L_{1d}$  и  $L_{\Delta d}$  - индуктивности, соответствующие реактивным сопротивлениям  $x_{1d}$  и  $x_{\Delta d}$ . Сопротивления  $Z_{1d}$  и  $Z_{\Delta d}$  (рис. 1) имеют место только в фазе "А".

ЭДС вторичной (дополнительной) обмотки АТ, пространственно смещенной относительно основной обмотки на угол  $\delta$ , может быть выражена как реаль-

ная величина  $e_{\Delta\Phi} = -\frac{d\Psi_{\Delta\Phi}}{dt}$  относительно своей оси

или как приведенная  $e'_{\Delta\Phi} = -\frac{d\Psi'_{\Delta\Phi}}{dt}$  к оси основной обмотки.

В первом случае реальный поток дополнительной обмотки, например фазы "А" равен

$$\Psi_{\Delta A} = (\Delta L + k^2 M) i_{\Delta A} + kM_\Phi [i_{1A} \cos \delta + i_{1B} \cos(\delta - \rho) + i_{1C} \cos(\delta + \rho)] + kM_\Phi [i'_a \cos \delta + i'_b \cos(\delta - \rho) + i'_c \cos(\delta + \rho)]$$

или  $\Psi_{\Delta A} = L_{S\Delta} i_{\Delta A} + kM i'_{1A} + kM i'_a$ ,

что в общем виде может быть записано как

$$\Psi_{\Delta\Phi} = L_{S\Delta} \cdot i_{\Delta\Phi} + kM \cdot i'_{1\Phi} + kM \cdot i'_{2\Phi}, \quad (9)$$

где  $L_{S\Delta} = \Delta L + k^2 M$  - полная индуктивность дополнительной обмотки,  $\Delta L$  - ее индуктивность рассеяния,  $k^2 M$  - полная главная индуктивность этой обмотки при числе ее витков  $\Delta W = kW$ , при этом  $M \equiv W^2$ ,  $i'_{1\Phi}, i'_{2\Phi}$  - ток основной обмотки фазы и приведенный к ней ток ротора, приведенные к оси дополнительной обмотки, которые выражены таким образом:

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

$$i'_a = \frac{2}{3} [i'_a \cos \delta + i'_b \cos(\delta - \rho) + i'_c \cos(\delta + \rho)]$$

или в общем виде:

$$i'_{1\Phi} = i''_{A,B,C} = i_{1A,B,C} \cdot \prod^{-1}(\delta),$$

$$i'_{2\Phi} = i''_{a,b,c} = i'_{a,b,c} \cdot \prod^{-1}(\delta)$$

$$\prod^{-1}(\delta) = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} \cos \delta & \cos(\delta - \rho) & \cos(\delta + \rho) \\ \cos(\delta + \rho) & \cos \delta & \cos(\delta - \rho) \\ \cos(\delta - \rho) & \cos(\delta + \rho) & \cos \delta \end{vmatrix} \quad (10)$$

- транспонированная матрица приведения трехфазной системы координат по углу  $\delta$ .

Умножение потока  $\Psi_{\Delta\Phi}$  в выражении (9) на матрицу  $\prod(\delta)$  дает приведение его и всех токов, входящих в уравнение (9), к оси основной обмотки, т.е.

$$\Psi'_{\Delta\Phi} = L_{S\Delta} \cdot i'_{\Delta\Phi} + kM \cdot i_{1\Phi} + kM \cdot i'_{2\Phi} \quad (11)$$

а токи  $i'_{1\Phi}, i'_{2\Phi}$  возвращаются к исходным значениям  $i_{1\Phi}, i'_{2\Phi}$  по оси основной обмотки. Реальная ЭДС дополнительной обмотки относительно своей оси и приведенная к оси основной обмотки будут равны соответственно:

$$e_{\Delta\Phi} = -\left( L_{S\Delta} \frac{di_{\Delta\Phi}}{dt} + kM \frac{di'_{1\Phi}}{dt} + kM \frac{di'_{2\Phi}}{dt} \right),$$

$$e'_{\Delta\Phi} = -\left( L_{S\Delta} \frac{di'_{\Delta\Phi}}{dt} + kM \frac{di_{1\Phi}}{dt} + kM \frac{di'_{2\Phi}}{dt} \right), \quad (12)$$

Любое выражение (12) ЭДС дополнительной обмотки может быть принято для дальнейших расчетов, но более удобным оказалось реальное ее значение  $e_{\Delta\Phi}$ , по которому будем определять напряжение на дополнительной обмотке  $u_{\Delta\Phi} = e_{\Delta\Phi} - i_{\Delta\Phi} \cdot r_{\Delta}$ .

Для упрощения расчетов напряжения ( $u_{1\Phi} + u_{\Phi 1d}$ ) в последующем выразим через ЭДС  $e_\Phi$  фазы источника как

$$u_{1\Phi} + u_{\Phi 1d} = e_{\Phi} - u_{Л\Phi} - u_0,$$

тогда уравнение (8) представится в виде

$$\frac{1}{C_{\Phi}} \int i_{\Delta\Phi} dt = -e_{\Phi} + u_{Л\Phi} + u_0 + u_{\Delta\Phi} - u_{\Delta\Phi d}$$

или по каждой фазе для схемы (рис.1)

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{C_A} \int i_{\Delta A} dt &= -e_A + i_A r_{ЛA} + L_{ЛA} \frac{di_A}{dt} + u_0 - \\ &- i_{\Delta A} (r_{\Delta} + r_{\Delta d}) - (L_{S\Delta} + L_{\Delta d}) \frac{di_{\Delta A}}{dt} - kM \left( \frac{di'_{1A}}{dt} + \frac{di''_{1A}}{dt} \right), \\ \frac{1}{C_B} \int i_{\Delta B} dt &= -e_B + i_B r_{ЛB} + L_{ЛB} \frac{di_B}{dt} + u_0 - \\ &- i_{\Delta B} r_{\Delta} - L_{S\Delta} \frac{di_{\Delta B}}{dt} - kM \left( \frac{di'_{1B}}{dt} + \frac{di''_{1B}}{dt} \right), \\ \frac{1}{C_C} \int i_{\Delta C} dt &= -e_C + i_C r_{ЛC} + L_{ЛC} \frac{di_C}{dt} + u_0 - \\ &- i_{\Delta C} r_{\Delta} - L_{S\Delta} \frac{di_{\Delta C}}{dt} - kM \left( \frac{di'_{1C}}{dt} + \frac{di''_{1C}}{dt} \right). \end{aligned} \right. \quad (13)$$

В расчетной системе уравнений (6, 7, 13) при заданных фазных ЭДС источника питания, параметрах двигателя и его скорости, значениях вносимых сопротивлений определяют токи  $i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}, i_{\Delta A}, i_{\Delta B}, i_{\Delta C}, i'_a, i'_b, i'_c$ . Токи питающей линии определяются по найденным значениям токов обмоток АТ как  $i_A = i_{1A} - i_{\Delta A}, i_B = i_{1B} - i_{\Delta B}, i_C = i_{1C} - i_{\Delta C}$ .

Однако неопределенность значения нулевого напряжения  $u_0$ , наличие в расчетных уравнениях кроме реальных токов их значений, приведенных к разным осям (к оси основной обмотки фазы -  $i'_{\Delta\Phi}, i''_{2\Phi}$  и к оси дополнительной обмотки -  $i'_{1\Phi}, i''_{2\Phi}$ ) затрудняют расчеты.

В дальнейшем оставляем приведенными к оси основной обмотки статора только токи ротора, которые не изменяют результаты расчетов по величине МДС, мощности, момента двигателя. Постоянство в заданной конкретной схеме угла  $\delta$  между осями пер-

вичной и вторичной обмоток поворотного АТ упрощает условия использования его при расчетах реальных токов статора, значения которых определяем из выражений типа:

$$i'_{\Delta A, B, C} = i_{\Delta A, B, C} \cdot \prod(\delta);$$

$$i''_{1A, B, C} = i_{1A, B, C} \cdot \prod^{-1}(\delta);$$

$$i''_{a, b, c} = i'_{a, b, c} \cdot \prod^{-1}(\delta).$$

Используя (5, 10) и условие типа  $i_A + i_B + i_C = 0$ , заменяя ток одной из фаз, суммой (с обратным знаком) двух других, получаем:

$$\left\{ \begin{aligned} i'_{\Delta A} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 90^\circ)]; \\ i'_{\Delta B} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{\Delta A} \cos(\delta - 90^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 30^\circ)]; \\ i'_{\Delta C} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 150^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 150^\circ)]; \\ i''_{1A} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{1A} \cos(\delta - 30^\circ) + i_{1B} \cos(\delta - 90^\circ)]; \\ i''_{1B} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{1A} \cos(\delta + 90^\circ) + i_{1B} \cos(\delta + 30^\circ)]; \\ i''_{1C} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i_{1A} \cos(\delta - 150^\circ) + i_{1B} \cos(\delta + 150^\circ)]; \\ i''_a &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i'_a \cos(\delta - 30^\circ) + i'_b \cos(\delta - 90^\circ)]; \\ i''_b &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i'_a \cos(\delta + 90^\circ) + i'_b \cos(\delta + 30^\circ)]; \\ i''_c &= \frac{2\sqrt{3}}{3} [i'_a \cos(\delta - 150^\circ) + i'_b \cos(\delta + 150^\circ)]. \end{aligned} \right. \quad (14)$$

Используя в уравнениях (6, 7, 13) связь (14) между токами, приведенными к различным осям (основной или дополнительной обмоток), выражая токи линии как  $i_{\Phi} = i_{1\Phi} - i_{\Delta\Phi}$  и ток фазы "С" через токи двух других фаз, получим систему расчетных уравнений в пофазной записи их

$$\left\{ \begin{aligned} e_A &= i_{1A} (r_1 + r_{1d} + r_{ЛA}) + (L_S + L_{1d} + L_{ЛA}) \frac{di_{1A}}{dt} - i_A r_{ЛA} - L_{ЛA} \frac{di_{\Delta A}}{dt} + M \frac{di'_a}{dt} + u_0 + \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 90^\circ)]; \\ e_B &= i_{1B} (r_1 + r_{ЛB}) + (L_S + L_{ЛB}) \frac{di_{1B}}{dt} - i_B r_{ЛB} - L_{ЛB} \frac{di_{\Delta B}}{dt} + M \frac{di'_b}{dt} + u_0 + \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta - 90^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 30^\circ)]; \\ -e_C &= (i_{1A} + i_{1B}) (r_1 + r_{ЛC}) - (i_{\Delta A} + i_{\Delta B}) r_{ЛC} + (L_S + L_{ЛC}) \frac{d(i_{1A} + i_{1B})}{dt} - L_{ЛC} \frac{d(i_{\Delta A} + i_{\Delta B})}{dt} + M \frac{d(i'_a + i'_b)}{dt} - u_0 - \\ &- \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 150^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 150^\circ)]; \end{aligned} \right. \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &= i'_a r_2 + L_p \frac{di'_a}{dt} + M \frac{di_{1A}}{dt} + \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 90^\circ)] + \\ &+ \frac{\omega_p}{\sqrt{3}} [L_p (i'_a + 2i'_b) + M (i_{1A} + 2i_{1B}) + 2kM [i_{\Delta A} \cos(\delta - 60^\circ) + i_{\Delta B} \cos \delta]], \\ 0 &= i'_b r_2 + L_p \frac{di'_b}{dt} + M \frac{di_{1B}}{dt} + \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta - 90^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 30^\circ)] - \\ &- \frac{\omega_p}{\sqrt{3}} [L_p (2i'_a + i'_b) + M (2i_{1A} + i_{1B}) + 2kM [i_{\Delta A} \cos \delta + i_{\Delta B} \cos(\delta + 60^\circ)]], \\ 0 &= -(i'_a + i'_b) r_2 - L_p \frac{d(i'_a + i'_b)}{dt} - M \frac{d(i_{1A} + i_{1B})}{dt} + \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [i_{\Delta A} \cos(\delta + 150^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta - 150^\circ)] + \\ &+ \frac{\omega_p}{\sqrt{3}} [L_p (i'_a - i'_b) + M (i_{1A} - i_{1B}) + 2kM [i_{\Delta A} \cos(\delta + 60^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 120^\circ)]], \end{aligned} \right. \quad (16)$$

$$\begin{cases}
-\frac{1}{C_A} \int i_{\Delta A} dt = e_A - i_A r_{\Delta A} - L_{\Delta A} \frac{di_A}{dt} + i_{\Delta A} (r_{\Delta} + r_{\Delta d} + r_{\Delta A}) + (L_{S\Delta} + L_{\Delta d} + L_{\Delta A}) \frac{di_{\Delta A}}{dt} - u_0 + \\
+ \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [(i_{1A} + i'_a) \cos(\delta - 30^\circ) + (i_{1B} + i'_b) \cos(\delta - 90^\circ)]; \\
-\frac{1}{C_B} \int i_{\Delta B} dt = e_B - i_B r_{\Delta B} - L_{\Delta B} \frac{di_B}{dt} - i_{\Delta B} (r_{\Delta} + r_{\Delta B}) + (L_{S\Delta} + L_{\Delta B}) \frac{di_{\Delta B}}{dt} - u_0 + \\
+ \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [(i_{1A} + i'_a) \cos(\delta + 90^\circ) + (i_{1B} + i'_b) \cos(\delta + 30^\circ)]; \\
\frac{1}{C_C} \int (i_{\Delta A} + i_{\Delta B}) dt = e_C + (i_{1A} + i_{1B}) r_{\Delta C} + L_{\Delta C} \frac{d(i_{1A} + i_{1B})}{dt} - (i_{\Delta A} + i_{\Delta B}) (r_{\Delta} + r_{\Delta C}) - (L_{S\Delta} + L_{\Delta C}) \frac{d(i_{\Delta A} + i_{\Delta B})}{dt} - u_0 + \\
+ \frac{2\sqrt{3}}{3} kM \frac{d}{dt} [(i_{1A} + i'_a) \cos(\delta - 150^\circ) + (i_{1B} + i'_b) \cos(\delta + 150^\circ)]
\end{cases} \quad (17)$$

Система уравнений (15, 16, 17) может быть использована лишь в частном случае для расчета переходных и установившихся электромагнитных процессов в симметричном режиме КАД при заданных ЭДС источника питания, параметрах двигателя, величинах  $\delta$  и  $C$ , а также при заданной постоянной скорости вращения  $\omega_p$  ротора. По результатам расчета можно построить статические электромеханические характеристики для установившихся процессов двигателя. Асимметрия цепи вызывает появление неопределенного нулевого напряжения  $u_0$ , наличие которого в уравнениях исключает решение системы без дополнительных условий.

Для использования уравнений электрического равновесия фаз в общем случае для расчета процессов в любом режиме КАД их нужно представить относи-

тельно линейных напряжений (ЭДС) двух фаз по контуру электрической цепи, когда исключаются нулевые напряжения. Уменьшается до двух и число уравнений в каждой из отдельных трехфазных цепей при замене тока одной из фаз через токи двух других фаз. Тогда уравнения электрического равновесия КАД для расчета на ПК запишутся в виде (18 – 20).

Система уравнений (18 – 20) более универсальна т.к. может быть использована для расчета переходных и установившихся электромагнитных процессов КАД при любой степени асимметрии источника питания и вносимых в цепи фаз сопротивлений, но при заданной постоянной скорости вращения  $\omega_p$  ротора,

$$\omega_p = \omega_0(1 - S), \quad \omega_0 = 2\pi f.$$

$$\begin{cases}
e_A - e_B = i_{1A} (r_1 + r_{1d} + r_{\Delta A}) + (L_S + L_{1d} + L_{\Delta A}) \frac{di_{1A}}{dt} - i_{1B} (r_1 + r_{\Delta B}) - (L_S + L_{\Delta B}) \frac{di_{1B}}{dt} - \\
- i_{\Delta A} r_{\Delta A} + [2kM \cos(\delta + 60^\circ) - L_{\Delta A}] \frac{di_{\Delta A}}{dt} + i_{\Delta B} r_{\Delta B} + [2kM \cos(\delta + 120^\circ) + L_{\Delta B}] \frac{di_{\Delta B}}{dt} + M \frac{di'_a}{dt} - M \frac{di'_b}{dt}, \\
e_B - e_C = i_{1A} (r_1 + r_{\Delta C}) + (L_S + L_{\Delta C}) \frac{di_{1A}}{dt} + i_{1B} (2r_1 + r_{\Delta B} + r_{\Delta C}) + (2L_S + L_{\Delta B} + L_{\Delta C}) \frac{di_{1B}}{dt} - \\
- i_{\Delta A} r_{\Delta C} + [2kM \cos(\delta - 60^\circ) - L_{\Delta C}] \frac{di_{\Delta A}}{dt} - i_{\Delta B} (r_{\Delta B} + r_{\Delta C}) + [2kM \cos \delta - L_{\Delta B} - L_{\Delta C}] \frac{di_{\Delta B}}{dt} + M \frac{di'_a}{dt} + 2M \frac{di'_b}{dt},
\end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases}
0 = \sqrt{3} \omega_p M i_{1A} + M \frac{di_{1A}}{dt} + \sqrt{3} \omega_p M i_{1B} - M \frac{di_{1B}}{dt} + 2kM \omega_p \cos(\delta - 30^\circ) \cdot i_{\Delta A} + 2kM \cos(\delta + 60^\circ) \frac{di_{\Delta A}}{dt} + 2kM \omega_p \cos(\delta + 30^\circ) \cdot i_{\Delta B} + \\
+ 2kM \cos(\delta + 120^\circ) \cdot \frac{di_{\Delta B}}{dt} + i'_a (r_2 + \sqrt{3} \omega_p L_p) + L_p \frac{di'_a}{dt} - i'_b (r_2 - \sqrt{3} \omega_p L_p) - L_p \frac{di'_b}{dt}; \\
0 = -\sqrt{3} \omega_p M i_{1A} + M \frac{di_{1A}}{dt} + 2M \frac{di_{1B}}{dt} - 2kM \omega_p \cos(\delta + 30^\circ) \cdot i_{\Delta A} + 2kM \cos(\delta - 60^\circ) \frac{di_{\Delta A}}{dt} - 2kM \omega_p \cos(\delta + 90^\circ) \cdot i_{\Delta B} + \\
+ 2kM \cos \delta \frac{di_{\Delta B}}{dt} + i'_a (r_2 - \sqrt{3} \omega_p L_p) + L_p \frac{di'_a}{dt} + i'_b \cdot 2r_2 + 2L_p \frac{di'_b}{dt};
\end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases}
e_A - e_B = i_{1A} r_{\Delta A} + [2kM \cos(\delta + 120^\circ) + L_{\Delta A}] \frac{di_{1A}}{dt} - i_{1B} r_{\Delta B} - [2kM \cos(\delta + 60^\circ) - L_{\Delta B}] \frac{di_{1B}}{dt} - \\
- i_{\Delta A} (r_{\Delta} + r_{\Delta d} + r_{\Delta A}) - (L_{S\Delta} + L_{\Delta d} + L_{\Delta A}) \frac{di_{\Delta A}}{dt} - \frac{1}{C_A} \int i_{\Delta A} dt + i_{\Delta B} (r_{\Delta} + r_{\Delta B}) + (L_{S\Delta} + L_{\Delta A}) \frac{di_{\Delta B}}{dt} + \\
+ \frac{1}{C_B} \int i_{\Delta B} dt + 2kM \cos(\delta + 120^\circ) \frac{di'_a}{dt} + 2kM \cos(\delta + 60^\circ) \frac{di'_b}{dt}; \\
e_B - e_C = i_{1A} r_{\Delta C} - [2kM \cos(\delta + 60^\circ) - L_{\Delta C}] \frac{di_{1A}}{dt} + i_{1B} (r_{\Delta C} + r_{\Delta B}) - [2kM \cos \delta - L_{\Delta C} - L_{\Delta B}] \frac{di_{1B}}{dt} - \\
- i_{\Delta A} (r_{\Delta} + r_{\Delta C}) - (L_{S\Delta} + L_{\Delta C}) \frac{di_{\Delta A}}{dt} - \frac{1}{C_C} \int i_{\Delta A} dt - i_{\Delta B} (2r_{\Delta} + r_{\Delta C} + r_{\Delta B}) - (2L_{S\Delta} + L_{\Delta C} + L_{\Delta B}) \frac{di_{\Delta B}}{dt} - \\
- \left( \frac{1}{C_B} + \frac{1}{C_C} \right) \int i_{\Delta B} dt - 2kM \cos(\delta + 60^\circ) \frac{di'_a}{dt} - 2kM \cos \delta \frac{di'_b}{dt}.
\end{cases} \quad (20)$$

Для расчета динамических электромеханических характеристик необходимо к системе уравнений электрического равновесия цепей добавить уравнения движения привода (21) с расчетом электромагнитного момента  $M_{\Sigma}$  компенсированного двигателя, который по данным [8] в общем виде может быть представлен выражением (22)

$$M_{\Sigma} = M_C + \frac{Jd\omega_p}{dt} \quad (21)$$

$$M_{\Sigma} = \frac{-PM}{\sqrt{3}} \left[ (i_{1A} + ki'_{\Delta A}) (i'_b - i'_c) + (i_{1B} + ki'_{\Delta B}) (i'_c - i'_a) + (i_{1C} + ki'_{\Delta C}) (i'_a - i'_b) \right] \quad (22)$$

В (21)  $M_C$  есть момент статической нагрузки на валу двигателя,  $J$  - момент инерции вращающихся масс привода, приведенный к валу,  $P$  - число пар полюсов двигателя.

Заменяя в (22) приведенные к оси основной обмотки токи дополнительной обмотки  $i'_{\Delta\Phi}$  на реальные токи ее  $i_{\Delta\Phi}$  по (14) и выражая ток фазы "С" через токи двух других фаз получим формулу электромагнитного момента КАД в виде двух составляющих

$$M_{\Sigma} = -\sqrt{3}PM (i'_b i_{1A} - i'_a i_{1B}) - 2kPP \left[ i'_a \left[ i_{\Delta A} \cos(\delta + 90^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 150^\circ) \right] + i'_b \left[ i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 90^\circ) \right] \right] \quad (23)$$

Первая часть момента  $M_{\Sigma 1} = -\sqrt{3}PM (i'_b i_{1A} - i'_a i_{1B})$ , как в серийном двигателе, определяется взаимодействием токов основной обмотки статора с токами ротора, а вторая часть

$$M_{\Sigma 2} = 2kPM \left[ i'_a \left[ i_{\Delta A} \cos(\delta + 90^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 150^\circ) \right] + i'_b \left[ i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) + i_{\Delta B} \cos(\delta + 90^\circ) \right] \right]$$

возникает от взаимодействия токов ротора с токами дополнительной обмотки статора. Причем между токами "своих" фаз эта часть момента

$$-2kPM (i'_a i_{\Delta A} + i'_b i_{\Delta B}) \cos(\delta + 90^\circ) = 2kPM (i'_a i_{\Delta A} + i'_b i_{\Delta B}) \sin \delta$$

имеет место только при взаимном смещении основной и дополнительной обмоток статора относительно друг друга (при  $\delta \neq 0$ ) и максимальна при  $\delta = 90^\circ$ , что подтверждает максимум электромеханического взаимодействия между взаимно перпендикулярными токами. Связь между токами дополнительной обмотки статора и ротора разных фаз дает величину момента

$$-2kPM \left[ i'_a i_{\Delta B} \cos(\delta + 150^\circ) + i'_b i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) \right] = 2kPM \left[ i'_a i_{\Delta B} \cos(\delta - 30^\circ) - i'_b i_{\Delta A} \cos(\delta + 30^\circ) \right]$$

Используя (23) совместно с уравнением движения привода (21), в общей системе уравнений (18 – 21, 23) и решая их можно получить зависимость токов, напряжений, мощностей на отдельных участках схемы рис.1, скорости двигателя и момента в функции времени, зависимости скорости от момента при различных  $C$  и  $\delta$ , степени асимметрии питающих напряжений (ЭДС) или параметров сети, отдельные характеристики машины в переходных и установившихся процессах, выявить особенности КАД по сравнению с серийным двигателем. Решения проводятся для частных случаев режимов работы КАД при различных  $C$  и  $\delta$ .

Для установившихся процессов КАД, расчетные уравнения могут быть выражены через комплексы действующих значений электрических величин, при этом  $\frac{di}{dt}$  заменяется на  $j\omega I$ , а  $\int idt$  на  $-j\frac{I}{\omega}$ . При

переходе к установившимся процессам система алгебраических уравнений электрического равновесия КАД в симметричном режиме цепи расчетной системы достаточно использовать уравнения только одной фазы, которые после незначительных преобразований выглядят в виде

$$\begin{aligned} \dot{E}_A &= I_{1A}(r_1 + jx_S) + jx_m(kI_{\Delta A}e^{j\delta} + i'_a); \\ 0 &= i'_a \left( \frac{r_2}{S} + jx_P \right) + jx_m(kI_{\Delta A}e^{j\delta} + I_{1A}); \end{aligned} \quad (24)$$

$$-\dot{E}_A = I_{\Delta A}(r_{\Delta} + jx_{S\Delta} - jx_C) + jkx_m(I_{1A} + i'_a)e^{-j\delta},$$

где  $x_S = \frac{1}{\omega_0 C}$  емкостное сопротивление конденсатора,

$S$  - скольжение асинхронного двигателя.

Электромагнитный момент двигателя в этом случае может быть выражен через ток и активное сопротивление ротора:

$$M_{\Sigma} = \frac{m \cdot P \cdot I_a'^2 \cdot r_2}{\omega_0 \cdot S} \quad (25)$$

Система уравнений электрического равновесия цепей и уравнений движения привода представляют универсальную математическую модель идеализированного компенсированного асинхронного двигателя с постоянными параметрами, дает возможность рассчитать динамические характеристики машины в различных переходных процессах при любой электрической асимметрии цепей.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Мишин В.И., Собор И.В. Моделирование аварийных режимов электродвигателей в сельском хозяйстве. – Кишинев, Штиинца, 1991. – 127 с.
- [2] Мишин В.И., Чуенко Р.М., Кулинич А.М. Методика моделирования асинхронного короткозамкнутого электродвигуна. – Київ, НАУ, 2004. – 40 с.
- [3] Мишин В.И., Чуенко Р.М., Кулинич А.Н. Особенности физических процессов в компенсированном асинхронном двигателе. Научно-практический журнал национальной технической университета "ХПИ". Харків. Електротехніка і електромеханіка №2, 2004. – 48 с.
- [4] Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001 – 328с.
- [5] Сипайлов Г.А., Кононенко Е.В., Хорьков К.А. Электрические машины. Спец. Курс. - М.: Высшая школа, 1978 – 287 с.
- [6] Патент України №68049А НО2К17/34 Трифазний асинхронний електродвигун. 15.07.2004. Бюл.№7 (Мишин В.І., Кафтан Б.М.).
- [7] Патент України №56330 НО2К17/34 Трифазний асинхронний електродвигун. 15.05.2003. Бюл.№5 (Мишин В.І., Чуенко М.О., Чуенко Р.М., Кафтан Б.М.).
- [8] Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник (Кравчик А.Э., Шлаф М.М. и др.). – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.

Поступила 22.09.2005

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ПУСКОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З УРАХУВАННЯМ ЕКВІВАЛЕНТНИХ КОНТУРІВ ВТРАТ В СТАЛІ СТАТОРА І РОТОРА

Попович О.М., к.т.н., Головань І.В.  
 Інститут електродинаміки НАН України  
 Україна, 03680, Київ, пр. Перемоги, 56  
 тел. (044) 454-26-37

*Запропонована уточнена математична модель з урахуванням еквівалентних контурів втрат в сталі статора і ротора від вихрових струмів для формування пускових характеристик асинхронних двигунів з частотозалежними параметрами ротора.*

*Предложена математическая модель с учетом эквивалентных контуров потерь в стали статора и ротора от вихровых токов для формирования пусковых характеристик асинхронных двигателей с частотозависимыми параметрами ротора.*

При розрахунках асинхронних двигунів (АД) на підвищену частоту живлення і особливі режими роботи, що пов'язані з важкими і частими пусками, необхідний уточнений розрахунок пускових характеристик.

Під уточненими розрахунками пускових характеристик вважається врахування впливу контурів вихрових струмів на статорі, що характеризуються втратами в сталі.

В існуючих методиках розрахунку АД фізичні процеси в сталі або ідеалізуються приймаючи, що осердя ротора і статора не електропровідні, або приймають припущення про можливість врахування втрат введенням в коло намагнічування схеми заміщення АД додаткових опорів, що визначаються величиною втрат в сталі, які отримано розрахунковим шляхом або з досліду холостого ходу.

З метою рішення ряду задач, пов'язаних перш за все з проектуванням АД для інтенсивних режимів робіт, розроблено математичну модель, що призначена підвищити точність розрахунку пускових характеристик проектуємих АД.

Система рівнянь електричної рівноваги АД для статорних і роторних обмоток розширюється ще чотирма рівняннями, які відображають системи еквівалентних контурів втрат в сталі – для двох статорних і двох роторних зубців і ділянок ярм.

З метою складення системи рівнянь електричної рівноваги необхідно визначити систему просторових орієнтацій для електричних контурів статора і ротора, а також для еквівалентних контурів вихрових струмів машини. Короткозамкнута обмотка ротора складається з  $z_2$  контурів ( $z_2$  – число зубців ротора), що утворені сусідніми стержнями обмотки і ділянками короткозамикаючих кілець між ними. В системі координат ротора нульове значення кутової координати відповідає вісі зубця з номером  $z_2$ . В якості статорних відповідає вісі зубця з номером  $z_1$ . В якості статорних розглядаються фазні обмотки. Номер фази приймає значення 3,1,2, відповідно до фаз А,В,С. Еквівалентні зубцеві контури вихрових струмів статора і ротора відповідають одноритковому контуру суміщеному з віссю зубців. Зубець з номером 1 знаходиться між всіма пазів з номерами  $z_1$  і 1. Нульове значення просторової кутової координати (дійсні вісі

просторових комплексних площин по всіх гармонічних складових магніторушійної сили МРС) суміщене з вісю пазу статора і ротора з номерами відповідно  $z_1$  і  $z_2$  де  $z_1$  – число зубців статора. Нумерація зубців і додатній напрямку кутової координати – проти часової стрілки.

Еквівалентні ділянки ярмових контурів вихрових струмів статора і ротора еквівалентуються струмом провідника, що розташовується по вісі пазів відповідних ділянок ярм. Ділянка ярма з номером 1 знаходиться між всіма зубців з номерами 1 і 2.

Для розв'язання системи рівнянь електричної рівноваги з урахуванням визначених контурів необхідно отримати величини і просторові положення максимумів їх МРС  $v$ -ї гармонічної складової при одиничному струмі. Так кутові координати максимумів МРС  $i$ -го зубцевого контуру статора і ротора становлять відповідно:

$$\delta_{sziv} = \frac{(2 \cdot i - 1) \cdot v \cdot \pi}{z_1}, \quad \delta_{rziv} = \frac{(2 \cdot i - 1) \cdot v \cdot \pi}{z_2} + v\theta,$$

де  $v$  – порядок просторової гармоніки МРС.

Величини амплітуд  $v$ -х гармонічних складових при одиничних струмах еквівалентних зубцевих статорних і роторних контурів визначаються виразами:

$$f_{szv} = \frac{2}{v \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \pi}{z_1}\right), \quad f_{rvv} = \frac{2}{v \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{v \cdot \pi}{z_2}\right).$$

Еквівалентуючи вихорові струми ділянки ярма, розкладемо в ряд Фур'є МРС еквівалентуючого провідника. В результаті отримуємо величину і просторове положення максимуму МРС  $v$ -ї гармонічної складової при одиничному струмі еквівалентного ярмового контуру статора і ротора відповідно

$$f_{sav} = f_{rav} = \frac{1}{v \cdot \pi},$$

$$\delta_{saiiv} = \frac{2 \cdot v \cdot \pi \cdot i}{z_1} + \frac{\pi}{2}, \quad \delta_{raiv} = \frac{2 \cdot v \cdot \pi \cdot i}{z_2} + \frac{\pi}{2} + v\theta.$$

Величина і просторове положення максимуму  $v$ -ї гармоніки МРС  $i$ -го електричного контуру ротора при одиничному струмі визначаються виразами.

$$f_{r\nu} = \frac{2}{\nu \cdot \pi} \cdot \sin \frac{\nu \cdot \pi}{z_2}; \quad \delta_{r\nu} = \nu \cdot Q + \frac{2 \cdot \nu \cdot \pi \cdot i}{z_2}.$$

де  $\theta$  – кут між нульовими кутовими координатами статора і ротора (вісьями  $z_2$ -го зубця ротора і  $z_1$ -го паза статора).

Величина і просторове положення максимуму  $\nu$ -ї гармоніки МРС  $i$ -го електричного контуру статора при одиничному струмі визначаються виразами:

$$f_{s\nu} = \frac{2}{\nu \cdot \pi} \cdot k_{об} \cdot w_1; \quad \delta_{s\nu} = \delta_{A\nu} + \frac{2 \cdot \pi \cdot i}{3},$$

де  $\delta_{A\nu}$  – координата максимуму МРС по  $\nu$ -й гармоніці фази  $A$ ;  $i$  – номер фази, що приймає значення 3,1,2, відповідно для фаз А,В,С.

### ДИФЕРЕНЦІЙНІ РІВНЯННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ РІВНОВАГИ В ФАЗНИХ КООРДИНАТАХ

При врахуванні тільки однієї просторової гармонічної складової МРС порядку  $\nu$  складемо систему диференціальних рівнянь електричної рівноваги симетричного асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором, що враховує еквівалентні контури в сталі статора і ротора в фазних координатах

$$[U] = \text{diag}(r_s, r_{sz}, r_{sa}, r_r, r_{rz}, r_{ra})[I] + \frac{d}{dt}[L] \times [I], \quad (1)$$

$$[U] = [u_s, 0, 0, 0, 0]_i;$$

$$[I] = [i_s, i_{sz}, i_{sa}, i_r, i_{rz}, i_{ra}]_i;$$

$$[L] = ((L_{k,n}, k = s, sz, sa, r, r, rz, ra), n = s, sz, sa, r, r, rz, ra);$$

$$\text{ТУТ } [u_s] = [u_A, u_B, u_C]_i;$$

$$[i_s] = [i_A, i_B, i_C]_i; \quad [i_{sz}] = [i_{sz1}, i_{sz1}, \dots, i_{sz(z_1-1)}]_i;$$

$$[i_{sa}] = [i_{sa1}, i_{sa1}, \dots, i_{sa(z_1-1)}]_i;$$

$$[i_r] = [i_{rz2}, i_{rz1}, \dots, i_{rz(z_2-1)}]_i; \quad [i_{rz}] = [i_{rz2}, i_{rz1}, \dots, i_{rz(z_2-1)}]_i;$$

$$[i_{ra}] = [i_{ra2}, i_{ra1}, \dots, i_{ra(z_2-1)}]_i; \quad [r_s] = \text{diag}(r_A, r_B, r_C);$$

$$[r_r] = \begin{pmatrix} 2 \cdot (r_c + r_{yk}) & -r_c & \dots & -r_c \\ -r_c & 2 \cdot (r_c + r_{yk}) & -r_c & \dots \\ \dots & -r_c & 2 \cdot (r_c + r_{yk}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -r_c & \dots & \dots & 2 \cdot (r_c + r_{yk}) \end{pmatrix};$$

$$[r_{sz}] = r_{sz} [1]; \quad [r_{sa}] = r_{sa} [1]; \quad [r_{rz}] = r_{rz} [1]; \quad [r_{ra}] = r_{ra} [1];$$

$$[L_{ss}] = \text{diag}(l_{s\sigma}, l_{s\sigma}, l_{s\sigma}) + ((L_{ssv}^{k,n}, k = 3,1,2), n = 3,1,2);$$

$$L_{ssv}^{k,n} = M_{ssv} \cdot \cos(\delta_{skv} - \delta_{snv})$$

$$[L_{ss}] = \text{diag}(l_{s\sigma}, l_{s\sigma}, l_{s\sigma}) + M_{ss}/2 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix};$$

$$[L_{rr}] = [L_{rrv}] + [L_{rrnr}];$$

$$[L_{rrv}] = ((L_{rrv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rrv}^{k,n} = M_{rrv} \cdot \cos((k-n) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu / z_2);$$

$$[L_{rrnr}] = \begin{pmatrix} 2 \cdot (m_l + m_n) & -m_n & \dots & -m_n \\ -m_n & 2 \cdot (m_l + m_n) & \dots & \dots \\ \dots & -m_n & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -m_n & \dots & \dots & 2 \cdot (m_l + m_n) \end{pmatrix};$$

$$[L_{szsz}] = \text{diag}(l_{sz1\sigma}, l_{sz1\sigma}, \dots, l_{sz(z_1-1)\sigma}) + ((L_{szszv}^{k,n}, k = z_1, 1, \dots, z_1 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{szszv}^{k,n} = M_{szszv} \cdot \cos((k-n) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu / z_1);$$

$$[L_{sasa}] = \text{diag}(l_{sa1\sigma}, l_{sa1\sigma}, \dots, l_{sa(z_1-1)\sigma}) + ((L_{sasav}^{k,n}, k = z_1, 1, \dots, z_1 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1)$$

$$L_{sasav}^{k,n} = M_{sasav} \cdot \cos((k-n) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu / z_1);$$

$$[L_{rzzz}] = \text{diag}(l_{rz2\sigma}, l_{rz1\sigma}, \dots, l_{rz(z_2-1)\sigma}) + ((L_{rzzzv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rzzzv}^{k,n} = M_{rzzzv} \cdot \cos((k-n) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu / z_2);$$

$$[L_{rara}] = \text{diag}(l_{ra2\sigma}, l_{ra1\sigma}, \dots, l_{ra(z_2-1)\sigma}) + ((L_{rarav}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rarav}^{k,n} = M_{rarav} \cdot \cos((k-n) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \nu / z_2);$$

$$[L_{ssz}] = ((L_{sszv}^{k,n}, k = 3,1,2), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{sszv}^{k,n} = M_{sszv} \cdot \cos(\delta_{szkv} - \delta_{sznv});$$

$$[L_{ssa}] = ((L_{ssav}^{k,n}, k = 3,1,2), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{ssav}^{k,n} = M_{ssav} \cdot \cos(\delta_{sakv} - \delta_{sanv});$$

$$[L_{rrz}] = ((L_{rrzv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rrzv}^{k,n} = M_{rrzv} \cdot \cos(\delta_{rzkv} - \delta_{rznv});$$

$$[L_{rra}] = ((L_{rrav}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rrav}^{k,n} = M_{rrav} \cdot \cos(\delta_{rakv} - \delta_{ranv});$$

$$[L_{sas}] = [L_{szsa}]_i; \quad [L_{sas}] = [L_{ssa}]_i; \quad [L_{szs}] = [L_{ssz}]_i;$$

$$[L_{szsa}] = ((L_{szsav}^{k,n}, k = z_1, 1, \dots, z_1 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{szsav}^{k,n} = M_{szsav} \cdot \cos(\delta_{szkv} - \delta_{sanv});$$

$$[L_{rzra}] = ((L_{rzrav}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_2, 1, \dots, z_2 - 1);$$

$$L_{rzrav}^{k,n} = M_{rzrav} \cdot \cos(\delta_{rzkv} - \delta_{ranv});$$

$$[L_{rarz}] = [L_{rzra}]_i; \quad [L_{rar}] = [L_{rra}]_i; \quad [L_{rzz}] = [L_{rrz}]_i;$$

$$[L_{rsz}] = ((L_{rszv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{rszv}^{k,n} = M_{rszv} \cdot \cos(\delta_{rkv} - \delta_{sznv});$$

$$[L_{rsa}] = ((L_{rsav}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{rsav}^{k,n} = M_{rsav} \cdot \cos(\delta_{rkv} - \delta_{sanv});$$

$$[L_{rzs}] = ((L_{rzs v}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{rzs v}^{k,n} = M_{rzs v} \cdot \cos(\delta_{rkv} - \delta_{snv});$$

$$[L_{ras}] = ((L_{rasv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{rasv}^{k,n} = M_{rasv} \cdot \cos(\delta_{rav} - \delta_{snv});$$

$$[L_{rs}] = ((L_{rsv}^{k,n}, k = z_2, 1, \dots, z_2 - 1), n = z_1, 1, \dots, z_1 - 1);$$

$$L_{rsv}^{k,n} = M_{rsv} \cdot \cos(\delta_{rkv} - \delta_{snv});$$

$$[L_{szr}] = [L_{rsz}]_i; \quad [L_{sar}] = [L_{rsa}]_i; \quad [L_{srz}] = [L_{rzs}]_i;$$

$$[L_{sra}] = [L_{ras}]_i$$

де матриці миттєвих значень позначено:  $[u_s]$  – напруга статора, що прикладена до його фаз;  $[i_s]$  – струм фаз статора;  $[i_{sz}]$ ,  $[i_{sa}]$  – струмів еквівалентних контурів в

сталі зубців і ділянок ярм в статорі;  $[i_{rz}], [i_{ra}]$  – струмів еквівалентних контурів в сталі зубців і ділянок ярм в роторі;  $[i_r]$  – струмів в короткозамкнутих контурах ротора;  $[i_s], [i_{sz}], [i_{sa}], [i_{rz}], [i_{ra}], [i_r]$  – матриці активних опорів фаз статора, еквівалентних контурів струмів в сталі зубців і ділянок ярма в статорі і ротора відповідно, короткозамкнутих контурів ротора;  $[L]$  – матриці власних і взаємних індуктивностей (на групи контурів вказують індекси:  $s$  – статор;  $r$  – ротор;  $z, a$  – еквівалентні контури сталі зубців і ділянок ярма);  $[L_{rr\ nll}], [L_{rv}]$  – матриці взаємних індуктивностей контурів ротора по шляхах потоків пазового і лобового розсіювання і основного потоку взаємодії статор-ротор по просторовій гармоніці  $v$ ; параметри  $r_c, r_{yk}$  – активні опори стержнів ротора і ділянки короткозамкнутого кільця між сусідніми стержнями;  $m_n$  – власна індуктивність роторного контура по потоку розсіювання, що визвана струмом в ділянці короткозамкнутого кільця;  $m_n$  – власна чи взаємна індуктивність роторних контурів по потоку розсіювання, що визвана струмом в стержні;  $M_{ijv}$  ( $i, j = s, r, sz, sa, rz, ra$ ) – взаємна індуктивність двох електричних контурів при умові співпадання їх осей по гармоніці  $v$ ;  $l_\sigma$  – індуктивність розсіювання;  $L^{k,n}$  – елемент матриці індуктивності розсіювання;  $\delta$  – величина повітряного зазору;  $k_\delta$  – коефіцієнт Картера;  $k_{uv}$  – модуль коефіцієнта насичення магнітного кола;  $R, l_\delta$  – радіус розточки і довжина пакету статора;  $k_{cij}$  – коефіцієнт скосу контурів  $i$  і  $j$ .

### СПРОЩЕННЯ СИСТЕМИ ДИФЕРЕНЦІЙНИХ РІВНЯНЬ

Складена система рівнянь електричної рівноваги складається з  $3+2 \cdot z_2+2 \cdot z_1$  рівнянь і містить періодичні коефіцієнти, що залежать від кута повороту ротора. Для спрощення системи рівнянь застосовують заміну змінних. Так як розглядається симетрична електрична машина при симетричному живленні, то у відповідності з [1] в якості нових змінних доцільно вибрати симетричні складові просторових векторів в системі координат, що обертається синхронно з полем. Це скоротить кількість рівнянь до шести і звільнить їх від періодичних коефіцієнтів.

В результаті заміни змінних вихідна система рівнянь електричної рівноваги перетворюється в систему 6-ти рівнянь для комплексних змінних.

$$\begin{aligned} \bar{i}_{1s} &= 3^{-0,5} \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot (i_A + i_B \cdot a_3 + i_C \cdot a_3^2); \\ \bar{i}_{vsz} &= \frac{e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t}}{z_1^{0,5}} \cdot [i_{szz_1} + i_{sz_1} \cdot a_{z_1}^v + \dots + i_{sz(z_1-1)} \cdot a_{z_1}^{v \cdot (z_1-1)}] \\ \bar{i}_{vsa} &= \frac{e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t}}{z_1^{0,5}} \cdot [i_{saz_1} + i_{sa_1} \cdot a_{z_1}^v + i_{sa_2} \cdot a_{z_1}^{2v} + \dots + i_{sa(z_1-1)} \cdot a_{z_1}^{v \cdot (z_1-1)}] \\ \bar{i}_{vrz} &= \frac{e^{-j \cdot (\omega_0 \cdot t - v \cdot \theta)}}{z_2^{0,5}} \cdot [i_{rzz_2} + i_{rz_2} \cdot a_{z_2}^v + \dots + i_{rz(z_2-1)} \cdot a_{z_2}^{v \cdot (z_2-1)}] \\ \bar{i}_{vra} &= \frac{e^{-j \cdot (\omega_0 \cdot t - v \cdot \theta)}}{z_2^{0,5}} \cdot [i_{raz_2} + i_{ra_2} \cdot a_{z_2}^v + i_{ra_2} \cdot a_{z_2}^{2v} + \dots + i_{ra(z_2-1)} \cdot a_{z_2}^{v \cdot (z_2-1)}] \\ \bar{i}_{vr} &= \frac{e^{-j \cdot (\omega_0 \cdot t - v \cdot \theta)}}{z_2^{0,5}} \cdot [i_{rz_2} + i_{k_1} \cdot a_{z_2}^v + \dots + i_{k(z_2-1)} \cdot a_{z_2}^{v \cdot (z_2-1)}] \end{aligned} \quad (2)$$

де  $\bar{i}_{1s}$  – перша симетрична складова просторових векторів миттєвих значень фазних струмів статора;  $\bar{i}_{vr}$ ,  $\bar{i}_{vsz}$ ,  $\bar{i}_{vsa}$ ,  $\bar{i}_{vrz}$ ,  $\bar{i}_{vra}$  –  $v$ -і симетричні складові просторових векторів контурних струмів: ротора, втрат в сталі зубців і ділянок ярм статора і ротора відповідно.

Кожний із представлених просторових комплексів співпадає в просторі з максимумом результуючої хвилі струму, а отже, і МРС кожної групи струмів. Модулі просторових комплексів, як видно з (2), в  $(m_i)^{0,5}$ , ( $i=s, sz, sa, rz, ra, r$ ) раз менші сумарних векторів струмів  $m_i$ -фазних симетричних систем ( $m_i$  – число фаз системи контурів з індексом  $i$ ). Підсумувавши комплекси (2) з відповідними коефіцієнтами пропорційності, отримуємо просторовий комплекс, еквівалентний результуючій хвилі МРС машини по  $v$ -й гармонічній складовій

$$\begin{aligned} \bar{F}_{mv} &= 3^{0,5} \cdot f_{sv} \cdot \bar{i}_{1s} + z_1^{0,5} \cdot (f_{szv} \cdot \bar{i}_{vsz} + f_{sav} \cdot \bar{i}_{vsa}) + \\ &+ (z_2^{0,5} \cdot f_{rvz} \cdot \bar{i}_{vrz} + f_{rav} \cdot \bar{i}_{vra}) + z_2^{0,5} \cdot f_{rv} \cdot \bar{i}_{vr}. \end{aligned} \quad (3)$$

Система рівнянь (1), перетворена до змінних (2), має вигляд

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= r_s \cdot \bar{i}_{vs} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot \omega_0 \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma s} + \frac{3}{2} \cdot M_{ssv} \right) \cdot \bar{i}_{vs} + \right. \\ &+ \bar{L}_{sszv} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{L}_{ssav} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{L}_{srv} \cdot \bar{i}_{vr} + \\ &+ \bar{L}_{srzv} \cdot \bar{i}_{vrz} + \bar{L}_{srav} \cdot \bar{i}_{vra} \left. \right] \\ 0 &= r_{sz} \cdot \bar{i}_{vsz} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot \omega_0 \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma sz} + \frac{3}{2} \cdot M_{zsszv} \right) \cdot \bar{i}_{vsz} + \right. \\ &+ \bar{L}_{szsv} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{L}_{szsav} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{L}_{szrv} \cdot \bar{i}_{vr} + \\ &+ \bar{L}_{szrzv} \cdot \bar{i}_{vrz} + \bar{L}_{szrav} \cdot \bar{i}_{vra} \left. \right] \\ 0 &= r_{sa} \cdot \bar{i}_{vsa} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot \omega_0 \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma sa} + \frac{3}{2} \cdot M_{zasav} \right) \cdot \bar{i}_{vsa} + \right. \\ &+ \bar{L}_{sasv} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{L}_{saszv} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{L}_{sarv} \cdot \bar{i}_{vr} + \\ &+ \bar{L}_{sarzv} \cdot \bar{i}_{vrz} + \bar{L}_{sarav} \cdot \bar{i}_{vra} \left. \right] \\ 0 &= r_{rz} \cdot \bar{i}_{vrz} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot (\omega_0 - \omega_r) \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma rz} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rzzrv} \right) \cdot \bar{i}_{vrz} + \right. \\ &+ \bar{L}_{rzs} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{L}_{rzs} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{L}_{rzasv} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{L}_{rzzrv} \cdot \bar{i}_{vr} + \bar{L}_{rzzrav} \cdot \bar{i}_{vra} \left. \right] \\ 0 &= r_{ra} \cdot \bar{i}_{vra} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot (\omega_0 - \omega_r) \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma ra} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rarav} \right) \cdot \bar{i}_{vra} + \right. \\ &+ \bar{L}_{rasv} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{L}_{raszv} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{L}_{rasav} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{L}_{rarv} \cdot \bar{i}_{vr} + \bar{L}_{rarzv} \cdot \bar{i}_{vrz} \left. \right] \\ 0 &= r_r \cdot \bar{i}_{vr} + \left( \frac{d}{dt} + j \cdot (\omega_0 - \omega_r) \right) \cdot \left[ \left( l_{\sigma r} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rrv} \right) \cdot \bar{i}_{vr} + \right. \\ &+ \bar{L}_{rvs} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{L}_{rvsz} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{L}_{rvsa} \cdot \bar{i}_{vsa} + \\ &+ \bar{L}_{rvzv} \cdot \bar{i}_{vrz} + \bar{L}_{rvav} \cdot \bar{i}_{vra} \left. \right] \end{aligned} \quad (4)$$

Тут

$$\begin{aligned} r_r &= 2 \cdot [r_{yk} + r_c \cdot (1 - \cos 2 \cdot \pi \cdot v / z_2)]; \\ l_{\sigma r} &= 2 \cdot [m_n + m_n \cdot (1 - \cos 2 \cdot \pi \cdot v / z_2)]; \\ (\bar{L}_{kmv} &= M_{kmv} \cdot 0,5 \cdot (m_k \cdot m_n)^{0,5} \cdot e^{-j \cdot \delta \cdot k_0} \cdot e^{j \cdot \delta \cdot n_0}, \\ k &= s, sz, sa, rz, ra, r), n = s, sz, sa, rz, ra, r); \end{aligned}$$

$$\delta_{s_0} = \delta_{A_0}; \quad \delta_{sz_0} = \delta_{rz_0} = -\pi \cdot \nu / z_1; \quad \delta_{sa_0} = \delta_{ra_0} = \pi / 2;$$

$$\delta_{r_0} = 0; \quad \omega_r = d\theta / dt,$$

де  $\omega_r$  – частота обертання ротора;  $r_l$  – опір фази статора симетричного двигуна.

Дана система шести диференціальних рівнянь електричної рівноваги спільно з рівнянням механічної рівноваги описує електромагнітні і механічні перехідні процеси в симетричній асинхронній машині з врахуванням еквівалентних контурів втрат в сталі статора і ротора від вихрових струмів.

### СИСТЕМА АЛГЕБРАЇЧНИХ РІВНЯНЬ ЕЛЕКТРИЧНОЇ РІВНОВАГИ

Електричні змінні (2) представлено в системі координат, що обертаються синхронно з полем. Вони пропорційні огинаючим кривих зміни миттєвих значень в часі. В усталеному режимі вони стають постійними величинами. Миттєві ж значення струмів електричних контурів машини в цьому випадку визначаються слідуочим чином:

$$i_{sk} = I_{ms} \cdot \cos(\xi_0 \cdot t + \xi_s - 2 \cdot k \cdot \pi / 3) =$$

$$= 2^{-0,5} \cdot \left( \dot{I}_s \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / 3} + I_s^* \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / 3} \right),$$

$$k=3, 1, 2;$$

$$i_{szk} = I_{msz} \cdot \cos(\xi_0 \cdot t + \xi_{sz} - 2 \cdot k \cdot \pi / z_1) = 2^{-0,5} \times$$

$$\times \left( \dot{I}_{sz} \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / z_1} + I_{sz}^* \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / z_1} \right),$$

$$k=z_1, 1, \dots, 1, z_1-1;$$

$$i_{sak} = I_{msa} \cdot \cos(\xi_0 \cdot t + \xi_{sa} - 2 \cdot k \cdot \pi / z_1) = 2^{-0,5} \times$$

$$\times \left( \dot{I}_{sa} \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / z_1} + I_{sa}^* \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi / z_1} \right),$$

$$k=z_1, 1, \dots, 1, z_1-1;$$

$$i_{rzk} = I_{mrz} \cdot \cos(\xi_0 \cdot t + \xi_{rz} - 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2) = 2^{-0,5} \times$$

$$\times \left( \dot{I}_{rz} \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} + I_{rz}^* \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} \right),$$

$$k=z_2, 1, \dots, 1, z_2-1;$$

$$i_{rak} = I_{mra} \cdot \cos(\xi_0 t + \xi_{ra} - 2k\pi / z_2) = 2^{-0,5} \times$$

$$\times \left( \dot{I}_{ra} \cdot e^{j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} + I_{ra}^* \cdot e^{-j \cdot \omega_0 \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} \right),$$

$$k=z_2, 1, \dots, 1, z_2-1;$$

$$i_{rk} = I_{mr} \cdot \cos((\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot t + \xi_r - 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2) =$$

$$= 2^{-0,5} \cdot \left( \dot{I}_r \cdot e^{j \cdot (\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot t} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} + \right.$$

$$\left. + I_r^* \cdot e^{-j \cdot (\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot t} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot k \cdot \pi \cdot \nu / z_2} \right),$$

де  $I_m, \xi, \dot{I}, I^*$  – амплітуди, початкові фази, часові комплекси, спряжені часові комплекси струмів відповідно.

Підставивши дані залежності в (2), отримаємо вирази зв'язку в усталеному режимі між часовими комплексами і симетричними складовими просторових векторів струмів і аналогічним чином напруг

$$\bar{i}_{\nu r} = (z_2/2)^{0,5} \cdot \dot{I}_r; \quad \bar{i}_{\nu sz} = (z_1/2)^{0,5} \cdot \dot{I}_{sz};$$

$$\bar{i}_{\nu sa} = (z_1/2)^{0,5} \cdot \dot{I}_{sa};$$

$$\bar{i}_{\nu rz} = (z_2/2)^{0,5} \cdot \dot{I}_{rz}; \quad \bar{i}_{\nu ra} = (z_2/2)^{0,5} \cdot \dot{I}_{ra};$$

$$\bar{i}_{1s} = (1,5)^{0,5} \cdot \dot{I}_s; \quad \bar{u}_{1s} = (1,5)^{0,5} \cdot \dot{U}_s; \quad (5)$$

де  $\dot{U}_s$  – діюче значення змінного комплексу напруги статора. Всі часові комплекси відповідають фазам з номерами 3,  $z_2, z_2, z_2, z_1, z_1$  – статора, ротора, контурів

зубців і ярм ротора та статора відповідно. Підставивши в (3), визначимо амплітуду результуючої хвилі МРС мишини

$$F_{mv} = 2^{-0,5} \cdot \left| 3 \cdot f_{sv} \cdot \dot{I}_s + z_1 \cdot (f_{szv} \cdot \dot{I}_{sz} + f_{sav} \cdot \dot{I}_{sa}) + \right.$$

$$\left. + z_2 \cdot (f_{rvz} \cdot \dot{I}_{rz} + f_{rav} \cdot \dot{I}_{ra}) + z_2 \cdot f_{rv} \cdot \dot{I}_r \right|. \quad (6)$$

Наявність зв'язку між просторовими і часовими комплексами означає об'єднання просторової і часової комплексних площин. На об'єднаній просторово-часовій комплексній площині симетричні складові просторових векторів (2) в усталеному режимі роботи у відповідному масштабі сумішуються з часовими комплексами струмів.

Перетворимо рівняння перехідного режиму (4) в систему рівнянь усталеного режиму, замінивши в них симетричні складові просторових комплексів часовими у відповідності з виразами (5), враховуючи, що останні не являються функціями часу

$$\dot{U}_s = r_s \cdot \dot{I}_s + j \cdot \omega_0 \cdot \left[ \left( l_{\sigma s} + \frac{3}{2} \cdot M_{ssv} \right) \cdot \dot{I}_s + (z_1/3)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{sszv} \cdot \dot{I}_{sz} + \right. \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{ssav} \cdot \dot{I}_{sa} \right) + (z_2/3)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{srzv} \cdot \dot{I}_{rz} + \bar{L}_{srav} \cdot \dot{I}_{ra} \right) + \bar{L}_{srv} \cdot \dot{I}_r \left. \right\}$$

$$0 = r_{sz} \cdot \dot{I}_{sz} + j \cdot \omega_0 \cdot \left[ \left( l_{\sigma sz} + \frac{z_1}{2} \cdot M_{szsv} \right) \cdot \dot{I}_{sz} + (3/z_1)^{0,5} \cdot \bar{L}_{szsv} \cdot \dot{I}_s + \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{szsav} \cdot \dot{I}_{sa} + (z_2/z_1)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{szrv} \cdot \dot{I}_{rz} + \bar{L}_{szrav} \cdot \dot{I}_{ra} \right) + \bar{L}_{szrv} \cdot \dot{I}_r \left. \right\}$$

$$0 = r_{sa} \cdot \dot{I}_{sa} + j \cdot \omega_0 \cdot \left[ \left( l_{\sigma sa} + \frac{z_1}{2} \cdot M_{sasv} \right) \cdot \dot{I}_{sa} + (3/z_1)^{0,5} \cdot \bar{L}_{sasv} \cdot \dot{I}_s + \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{sasv} \cdot \dot{I}_{sz} + (z_2/z_1)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{sarv} \cdot \dot{I}_{rz} + \bar{L}_{sarv} \cdot \dot{I}_{ra} \right) + \bar{L}_{sarv} \cdot \dot{I}_r \left. \right\}$$

$$0 = r_{rz} \cdot \dot{I}_{rz} + j \cdot (\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot \left[ \left( l_{\sigma rz} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rzzv} \right) \cdot \dot{I}_{rz} + \right.$$

$$\left. + (3/z_2)^{0,5} \cdot \bar{L}_{rzzv} \cdot \dot{I}_s + (z_1/z_2)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{rzzv} \cdot \dot{I}_{sz} + \bar{L}_{rzzav} \cdot \dot{I}_{sa} \right) + \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{rzzv} \cdot \dot{I}_r + \bar{L}_{rzzv} \cdot \dot{I}_r \right]$$

$$0 = r_{ra} \cdot \dot{I}_{ra} + j \cdot (\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot \left[ \left( l_{\sigma ra} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rarv} \right) \cdot \dot{I}_{ra} + \right.$$

$$\left. + (3/z_2)^{0,5} \cdot \bar{L}_{rasv} \cdot \dot{I}_s + (z_1/z_2)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{rasv} \cdot \dot{I}_{sz} + \bar{L}_{rasv} \cdot \dot{I}_{sa} \right) + \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{rarv} \cdot \dot{I}_{rz} + \bar{L}_{rarv} \cdot \dot{I}_r \right]$$

$$0 = r_r \cdot \dot{I}_r + j \cdot (\omega_0 - \nu \cdot \omega_r) \cdot \left[ \left( l_{\sigma r} + \frac{z_2}{2} \cdot M_{rrv} \right) \cdot \dot{I}_r + \right.$$

$$\left. (z_1/z_2)^{0,5} \cdot \bar{L}_{rvsv} \cdot \dot{I}_s + (z_1/z_2)^{0,5} \cdot \left( \bar{L}_{rvsv} \cdot \dot{I}_{sz} + \bar{L}_{rvsv} \cdot \dot{I}_{sa} \right) + \right.$$

$$\left. + \bar{L}_{rvz} \cdot \dot{I}_{rz} + \bar{L}_{rvav} \cdot \dot{I}_{ra} \right]$$

Таким чином, отримана система шести алгебраїчних рівнянь відносно комплексів струмів для розрахунку робочих та пускових характеристик симетричної машини з врахуванням втрат в сталі статора і ротора. Розв'язання її не викликає ускладнень при наявності інформації про величину коефіцієнтів.

### ОТРИМАННЯ ВИРАЗІВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ МОМЕНТІВ

Рівняння електромагнітного моменту визначимо як часткову похідну від запасу магнітної коенергії по переміщенню. Даний вираз істотно спрощується при припущенні про рівність магнітних енергії і коенергії. В цьому випадку інтеграл замінюється половиною добутку підінтегральною функцією на величину, що



стоїть під знаком диференціала. Приводом для даного припущення являється те, що, як показано в [1], при рівнях насичення магнітного кола, що відповідає експлуатаційним навантаженням, похибка не перевищує декількох відсотків. При розрахунку режиму з підвищеним рівнем насичення інтеграл у виразі електромагнітного моменту можна визначити в процесі затування струмів в обмотках машини [1].

Електромагнітний момент визначимо виразом

$$0,5 [i]_l \cdot \frac{\partial(L)}{\partial \theta} \cdot [i],$$

де всі матриці відповідають матрицям системи (1). Враховуючи залежність від кута  $\theta$ , запишемо

$$\begin{aligned} M_e = & 0,5 \cdot [i_r]_l \cdot \left[ \frac{\partial(L_{rs})}{\partial \theta} \cdot [i_s] + \frac{\partial(L_{rsz})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] + \right. \\ & + \frac{\partial(L_{rsa})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + [i_s]_l \cdot \left[ \frac{\partial(L_{srz})}{\partial \theta} \cdot [i_{rz}] + \frac{\partial(L_{sra})}{\partial \theta} \cdot [i_{ra}] + \right. \\ & + [i_{rz}]_l \cdot \left[ \frac{\partial(L_{rzs})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] + \frac{\partial(L_{rzsza})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + \right. \\ & + [i_{ra}]_l \cdot \left[ \frac{\partial(L_{rasa})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + \frac{\partial(L_{rasz})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] + \right. \\ & + 0,5 \cdot [i_r] \cdot \left[ \frac{\partial(L_{sr})}{\partial \theta} \cdot [i_s] + \frac{\partial(L_{srz})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] + \frac{\partial(L_{sra})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + \right. \\ & + [i_s] \cdot \left[ \frac{\partial(L_{rzs})}{\partial \theta} \cdot [i_{rz}] + \frac{\partial(L_{ras})}{\partial \theta} \cdot [i_{ra}] + \right. \\ & + [i_{rz}] \cdot \left[ \frac{\partial(L_{szz})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] + \frac{\partial(L_{sarz})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + \right. \\ & + [i_{ra}] \cdot \left. \left. \frac{\partial(L_{sara})}{\partial \theta} \cdot [i_{sa}] + \frac{\partial(L_{szra})}{\partial \theta} \cdot [i_{sz}] \right] \right]. \end{aligned}$$

Для спрощення виразу електромагнітного моменту необхідно провести заміну змінних аналогічно з перетвореннями для системи рівнянь електричної рівноваги [2], приймаючи до уваги, що

$$[i_k] = [C_k] \cdot [\bar{i}_k]; \quad [\bar{i}_k^*] = [C_k^*]; \quad [C_k^*] = [C_k]^{-1};$$

$$[C_k]^{-1} \cdot [L_{kn}] \cdot [C_n] = [\bar{L}_{kn}]; \quad [\bar{L}_{nk}] = [\bar{L}_{kn}^*];$$

$$j \cdot A^* - j \cdot A = 2 \cdot \text{Im}(A);$$

$$[C_r]^{-1} \cdot \frac{\partial([C_r])}{\partial \theta} \cdot [C_r] = -j \cdot v [1]; \quad \frac{\partial([C_r]^{-1})}{\partial \theta} \cdot [C_r] = j \cdot v [1]$$

де  $A$  – комплексне число;  $\text{Im}$  – уявна частина; індекси  $k, n$  приймають значення  $s, sz, sa, rz, ra, r$ . Перетворений вираз електромагнітного моменту, що дозволяє досліджувати динамічні режими, мають наступний вигляд.

$$\begin{aligned} M_e = & 2 \cdot v \cdot \text{Im}(\bar{i}_{vr}^* \cdot \bar{L}_{rvs} \cdot \bar{i}_{vs} + \bar{i}_{vr}^* \cdot \bar{L}_{rvsz} \cdot \bar{i}_{vsz} + \bar{i}_{vr}^* \cdot \bar{L}_{rvsa} \cdot \bar{i}_{vsa} + \\ & + \bar{i}_{vs}^* \cdot \bar{L}_{svrz} \cdot \bar{i}_{vrz} + \bar{i}_{vs}^* \cdot \bar{L}_{svra} \cdot \bar{i}_{vra} + \bar{i}_{vs}^* \cdot \bar{L}_{svsz} \cdot \bar{i}_{vsz} + \\ & + \bar{i}_{vrz}^* \cdot \bar{L}_{rvsa} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{i}_{vra}^* \cdot \bar{L}_{rasa} \cdot \bar{i}_{vsa} + \bar{i}_{vra}^* \cdot \bar{L}_{rasv} \cdot \bar{i}_{vsz}). \end{aligned} \quad (8)$$

Замінивши симетричні складові просторових векторів часовими комплексами отримуємо можливість розрахувати електромагнітний момент в усталеному режимі роботи з врахуванням струмів еквівалентних

контурів втрат в сталі статора і ротора від вихрових струмів

$$\begin{aligned} M_e = & v \cdot (3 \cdot z_2)^{0,5} \cdot \text{Im}(I_r^* \cdot \bar{L}_{rvs} \cdot i_s) + v \cdot (z_1 \cdot z_2)^{0,5} \cdot \left[ \text{Im}(I_r^* \cdot \bar{L}_{rvsz} \cdot i_{sz}) + \right. \\ & + \text{Im}(I_r^* \cdot \bar{L}_{rvsa} \cdot i_{sa}) + v \cdot (3 \cdot z_2)^{0,5} \cdot \left[ \text{Im}(I_s^* \cdot \bar{L}_{svrz} \cdot i_{rz}) + \right. \\ & + \text{Im}(I_s^* \cdot \bar{L}_{svra} \cdot i_{ra}) + v \cdot (z_1 \cdot z_2)^{0,5} \cdot \left[ \text{Im}(I_{sz}^* \cdot \bar{L}_{svsz} \cdot i_{rz}) + \right. \\ & + \text{Im}(I_{sa}^* \cdot \bar{L}_{rasa} \cdot i_{ra}) + \text{Im}(I_{sa}^* \cdot \bar{L}_{rasv} \cdot i_{rz}) + \text{Im}(I_{sz}^* \cdot \bar{L}_{rasv} \cdot i_{ra}) \left. \right] \end{aligned} \quad (9)$$

Перша складова визначає момент взаємодії струмів ротора і струмів обмотки статора; друга і третя – від взаємодії роторних струмів з еквівалентними струмами втрат в сталі зубців і ярм статора відповідно; четверта і п'ята – від взаємодії статорних струмів з еквівалентними струмами втрат в сталі зубців і ярм ротора відповідно; шоста, сьома, восьма і дев'ята – від взаємодії еквівалентних струмів втрат в сталі зубців і ярм статора і ротора між собою.

## ВИСНОВОК

Отримана система диференціальних рівнянь електричної рівноваги з урахуванням еквівалентних контурів втрат в сталі статора і ротора для комплексних змінних в системі координат, що обертаються синхронно з полем. Отримано вирази електромагнітних моментів для динамічних та статичних режимів.

Представлена математична модель дає змогу досліджувати динамічні і статичні характеристики АД з врахуванням нелінійних електромагнітних параметрів на етапі його проектування для інтенсивних режимів роботи.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Войтех А.А., Попович А.Н. Моделирование переходных процессов в полюсопереключаемых асинхронных двигателях. – Киев: Наук.думка, 1989. – 152 с.
- [2] Нейман Л.П., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2. – Л.: Энергия, 1967. – 407 с.
- [3] Попович А.Н. Математическая модель для расчета рабочих характеристик асинхронного двигателя с учетом потерь в стали // Техн.електродинамика. – 1999. – №4. – С. 46-52.

Надійшла 30.08.2005

## ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В РОТОРЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРА ПРИ ПРОДОЛЖИТЕЛЬНОЙ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Шульженко Н.Г., д.т.н., проф., Пантелют М.Г., к.ф.-м.н., Руденко Е.К., к.т.н.  
Институт проблем машиностроения НАН Украины  
Украина, 61046, Харьков, ул. Дм. Пожарского, 2/10  
тел. (0572) 94-27-01, 95-95-46, факс (0572) 94-46-35, E-mail: SHULZH@ipmach.kharkov.ua

Зозулин Ю.В., д.т.н.  
ГП завод "Электротяжмаш"  
Украина, 61055, Харьков, пр. Московский, 299  
тел. (0572) 95-66-47

*Виконано комп'ютерне моделювання методом скінчених елементів електромагнітних процесів в роторі синхронного турбогенератора 300 МВт у двовимірній постановці при тривалому несиметричному навантаженні. Досліджено вплив матеріалу пазових клинів на додаткові втрати в роторі без урахування контактних явищ. Показано, що використання титанових клинів є кращим у порівнянні з дюралюмінієвими клинними.*

*Выполнено компьютерное моделирование методом конечных элементов электромагнитных процессов в роторе синхронного турбогенератора 300 МВт в двухмерной постановке при продолжительной несимметричной нагрузке. Исследовано влияние материала пазовых клиньев на добавочные потери в роторе без учета контактных явлений. Показано, что применение титановых клиньев является предпочтительным по сравнению с дюралюминиевыми клинними.*

### ВВЕДЕНИЕ

Ротор современного синхронного турбогенератора является наиболее нагруженным конструктивным элементом [1, 2]. Оценка теплового, вибрационного и термочувствительного состояния роторов синхронных турбогенераторов при различных режимах эксплуатации является актуальной задачей современного электромашиностроения. Представляет значительный теоретический и практический интерес исследование режимов, при которых ток нагрузки статора представляет собой несимметричную трехфазную систему с синусоидальным законом изменения тока во времени [3]. Данные режимы обуславливаются значительной несимметрией электрической нагрузки в трехфазных сетях, т.е. существенно различающимися величинами силы тока в фазах обмотки статора. Необходимо отметить, что современные синхронные генераторы должны быть рассчитаны на длительную (в течение многих месяцев или даже лет) эксплуатацию в рассматриваемых режимах.

При длительной несимметричной нагрузке в воздушном зазоре между статором и ротором возникает бегущая волна электромагнитного поля обратной последовательности. Это электромагнитное поле вращается относительно ротора турбогенератора в направлении, противоположном направлению вращения ротора, и наводит в нем значительные вихревые токи частоты 100 Гц [3, 4], которые в основном сосредотачиваются в поверхностном слое толщиной несколько миллиметров (явление скин-эффекта). Вихревые токи вызывают значительные потери, существенно неравномерное распределение температуры по сечению ротора, а также интенсивный локальный нагрев ряда важных конструктивных элементов ротора, в первую очередь клиньев, удерживающих обмотку возбуждения в пазах ротора. Это может привести к возникновению ряда негативных механических явлений в ро-

торе [1, 4, 5], снижающих ресурс турбогенератора.

Данная статья посвящена компьютерному моделированию электромагнитных явлений в роторах турбогенераторов с дюралюминиевыми или титановыми пазовыми клинними при продолжительных несимметричных режимах. Полученные результаты могут быть использованы для оценки теплового, вибрационного и термочувствительного состояния роторов синхронных генераторов.

### МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Математическая модель электромагнитных процессов представляет собой систему уравнений Максвелла в дифференциальной форме без учета токов смещения [6]

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \mathbf{J}; \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \mathbf{B} &= 0, \end{aligned} \quad (1)$$

дополненную материальными уравнениями, определяющими электрофизические свойства материалов [6]

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H}; \mathbf{J} = \gamma \cdot \mathbf{E}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{H}$  – вектор напряженности магнитного поля;  $\mathbf{B}$  – вектор индукции магнитного поля;  $\mathbf{E}$  – вектор напряженности электрического поля;  $\mathbf{J}$  – вектор плотности токов проводимости;  $\mu$  – магнитная проницаемость;  $\gamma$  – удельная электрическая проводимость.

В настоящей работе использована методика компьютерного моделирования электромагнитных процессов в роторе турбогенератора в двухмерной постановке в декартовой системе координат, разработанная авторами на основе ряда предположений [5, 7]. Расчет электромагнитного поля выполняется в терминах векторного магнитного потенциала  $\mathbf{A}$ , который определяется выражением [6]

$$\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A} \quad (3)$$

и в решаемой задаче имеет одну осевую компоненту  $A = A_z$ , пространственно-временное распределение которой при различных режимах эксплуатации турбогенератора (двухфазное короткое замыкание, несимметричная нагрузка и др.) описывается уравнением в частных производных [5, 7]:

$$\gamma \cdot \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \cdot \left( \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \cdot \left( \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} \right) + J_0, \quad (4)$$

где  $A$  – осевая компонента векторного магнитного потенциала, Вб·м<sup>-1</sup>;  $\gamma$  – удельная электрическая проводимость, См·м<sup>-1</sup>;  $\mu$  – магнитная проницаемость, Гн·м<sup>-1</sup>;  $J_0$  – плотность тока стороннего источника, А·м<sup>-2</sup>.

Расчетная схема ротора турбогенератора приведена на рис. 1. Уравнение (4) решается в системе координат, вращающейся синхронно с ротором [8], применительно к ¼ части конструкции. Соответствующие граничные условия приведены в [5, 7].

Решение уравнения (4) позволяет определить распределение плотности вихревых токов  $J$  и добавочных потерь от токов обратной последовательности  $Q$  (внутренних источников тепла) для последующего решения задачи теплопроводности [5, 7]:

$$J = -\gamma \cdot \frac{\partial A}{\partial t}; \quad Q = \frac{1}{\gamma} \cdot J^2. \quad (5)$$

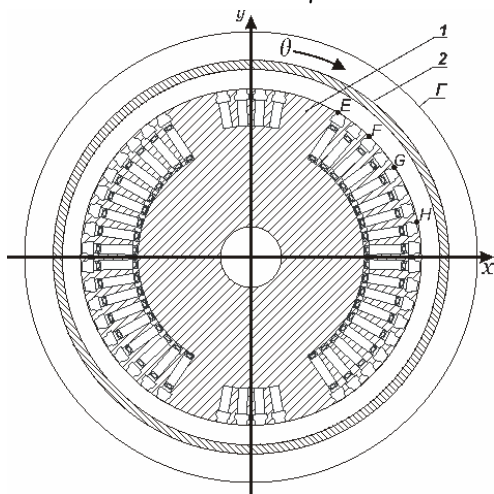


Рис. 1. Расчетная схема сечения ротора турбогенератора  
1 – ротор, 2 – подобласть с заданной плотностью тока статора, Г - удаленная граница

В подобласти 2 (рис. 1) задается сила тока обратной последовательности  $i_2$  при длительном несимметричном режиме эксплуатации, который характеризуется протеканием синусоидального незатухающего тока обратной последовательности. В отличие от случая двухфазного короткого замыкания, исследованного авторами в [7], временной закон изменения тока обратной последовательности в рассматриваемом режиме не содержит экспоненциально затухающих компонент, описывающих переходной процесс.

#### ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ АНАЛИЗ

Выполнено исследование ротора синхронного генератора 300 МВт при продолжительной несимметричной нагрузке. Конструкция данного ротора и свойства материалов приведены в [7]. Ранее [7] авто-

рами были исследованы электромагнитные процессы в рассматриваемом роторе при двухфазном коротком замыкании.

В подобласти 2 (рис. 1) задается бегущая волна плотности тока обратной последовательности при продолжительном несимметричном режиме эксплуатации турбогенератора вида

$$J_0(t) = 0,08 \cdot J_n \cdot \sin \theta, \quad (6)$$

где  $J_n$  – плотность тока статора в номинальном режиме эксплуатации (3,99 А/мм<sup>2</sup> для турбогенератора 300 МВт); 0,08 – коэффициент предельно-допустимой несимметрии токов фаз статора (8% в соответствии с Межгосударственным стандартом ДСУ 533-2000);  $\theta = \omega \cdot t + \alpha$ ;  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ ;  $f = 100$  Гц – двойная частота токов обратной последовательности;  $\alpha$  – угол, отсчитываемый вдоль расточки в масштабе основной гармонической [3, 7].

Задача решена методом конечных элементов [9, 10] с использованием программного обеспечения, разработанного авторами [10, 11].

Полученные численные результаты для плотности тока и добавочных потерь (5) в роторе с титановыми и дюралюминиевыми пазовыми клиньями приведены на рис. 2-11. Рассматриваемые характерные точки наружной поверхности ротора обозначены на рис. 1 буквами E, F, G, H [7]. На оси абсцисс (рис. 2-11) приведены номера шагов по времени при решении нестационарного уравнения электромагнитного поля (4). При этом величина каждого временного шага составляет  $5 \cdot 10^{-4}$  с.

В отличие от случая двухфазного короткого замыкания [7], в длительном несимметричном режиме эксплуатации плотность тока и добавочные потери на наружной поверхности ротора представляют собой гармонические функции с неизменной во времени амплитудой в соответствии с законом изменения плотности тока (6), описывающим длительное протекание тока обратной последовательности. Величина плотности тока в длительном несимметричном режиме значительно (ориентировочно на 2 порядка) меньше, чем при двухфазном коротком замыкании, что объясняется относительно низкой плотностью тока обратной последовательности (6). В связи с этим, добавочные потери в длительном несимметричном режиме примерно на 4 порядка меньше, чем в случае двухфазного короткого замыкания.

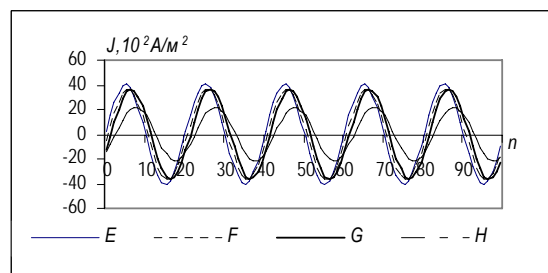


Рис. 2. Плотность тока на наружной поверхности ротора (титановые клинья)

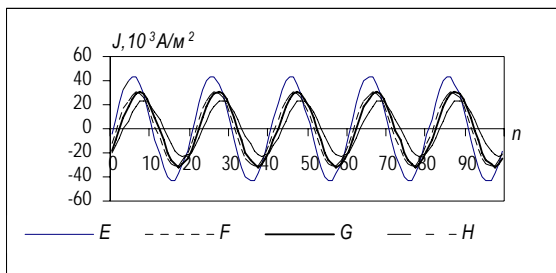


Рис. 3. Плотность тока на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья)

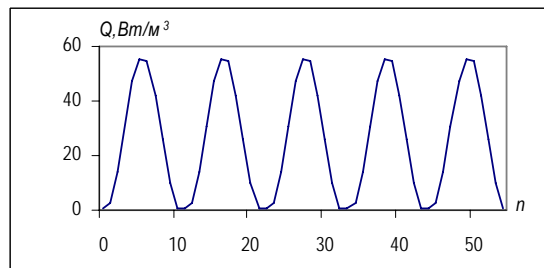


Рис. 8. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья, точка E)

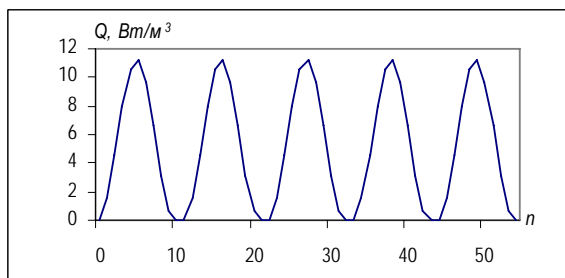


Рис. 4. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (титановые клинья, точка E)

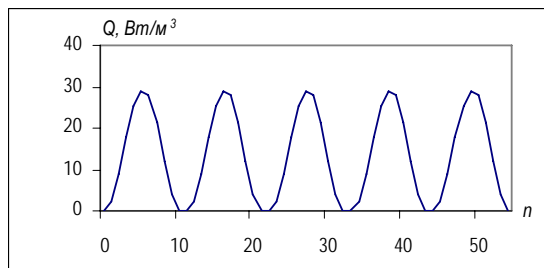


Рис. 9. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья, точка F)

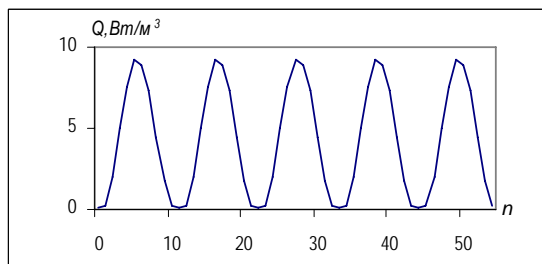


Рис. 5. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (титановые клинья, точка F)

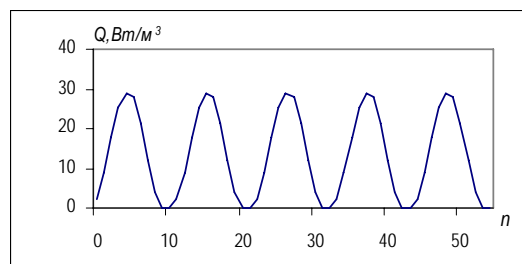


Рис. 10. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья, точка G)

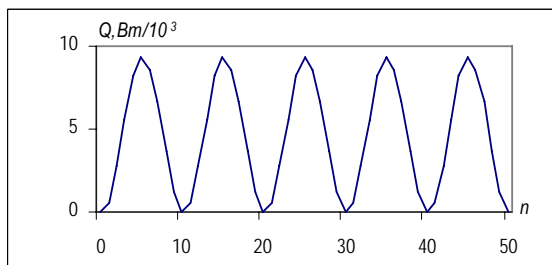


Рис. 6. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (титановые клинья, точка G)

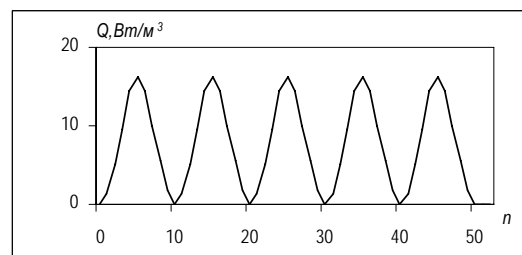


Рис. 11. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (дюралюминиевые клинья, точка H)

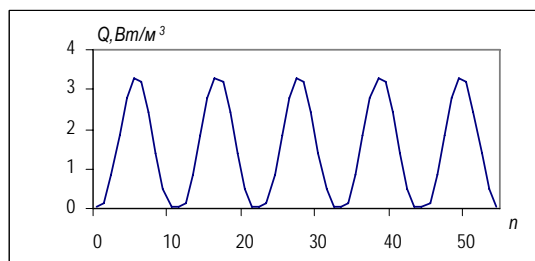


Рис. 7. Добавочные потери на наружной поверхности ротора (титановые клинья, точка H)

Анализ результатов также показывает, что плотность тока на поверхности титановых клиньев (рис. 2) в 7,95-10,57 раза меньше соответствующих величин в случае дюралюминиевых клиньев (рис. 3). Как и в случае двухфазного короткого замыкания турбогенератора [7], это вызвано высокой удельной электрической проводимостью дюралюминия (примерно в 23,3 раза больше, чем у титана).

На рис. 4-11 представлены данные, позволяющие сделать вывод о влиянии материала клиньев на добавочные потери (внутренние источники тепла) в точках E, F, G, H на наружной поверхности ротора. Потери на поверхности титановых клиньев (рис. 4-7) в 3,12-4,96 раза меньше, чем на поверхности клиньев из дюралюминия (рис. 8-11), что объясняется приведенными выше соотношениями удельной электрической

проводимости и плотности тока в обоих рассматриваемых случаях.

На основании приведенных результатов можно сделать заключение, что при принятых в настоящей работе предположениях (в частности, без учета концевых эффектов и контактных явлений в переходе "клин-зуб") величины плотности тока и добавочных потерь в случае продолжительной несимметричной нагрузки турбогенератора значительно (на 2 и 4 порядка соответственно) меньше, чем при двухфазном коротком замыкании рассматриваемого генератора. Тем не менее, длительная (в течение многих месяцев) эксплуатация турбогенератора в данном режиме может привести к существенному изменению его термомеханического состояния и снижению ресурса. Для решения вопроса о влиянии добавочных потерь при длительном несимметричном режиме эксплуатации на выработку ресурса турбогенератора необходимо выполнить моделирование тепловых, вибрационных и упругопластических процессов в роторе.

Из полученных результатов также следует, что с точки зрения величин плотности тока и добавочных потерь в случае продолжительной несимметричной нагрузки турбогенератора применение титановых клиньев является предпочтительным по сравнению с дюралюминиевыми клиньями. Аналогичный вывод был сделан авторами [7] применительно к случаю двухфазного короткого замыкания турбогенератора. Во всех рассматриваемых случаях для решения вопроса о влиянии материала клиньев на тепловое, вибрационное и термомеханическое состояние роторов синхронных генераторов необходимо выполнить также исследование тепловых, вибрационных и упругопластических процессов в роторах [5, 7]. Следует выполнить также моделирование концевой зоны ротора с учетом переходного сопротивления контакта "клин-зуб".

#### ВЫВОДЫ

В работе выполнено численное моделирование двухмерного распределения электромагнитного поля, плотности тока и добавочных потерь от токов обратной последовательности при длительных несимметричных режимах эксплуатации синхронного турбогенератора 300 МВт. Показано, что величины плотности тока и добавочных потерь в рассматриваемых режимах значительно (на 2 и 4 порядка соответственно) меньше, чем при двухфазном коротком замыкании рассматриваемого генератора [7].

Исследованы два варианта конструкции ротора: с титановыми и дюралюминиевыми пазовыми клиньями без учета контактных явлений на торце в стыке "клин-зуб". Показано, что применение титановых клиньев приводит к существенному снижению величин плотности тока и добавочных потерь в роторе турбогенератора.

Как и в случае двухфазного короткого замыкания [7], для решения вопросов о влиянии добавочных потерь на выработку ресурса турбогенератора и о влиянии материала клиньев на тепловое, вибрационное и термомеханическое состояние роторов при продолжительной несимметричной нагрузке необходимо

выполнить компьютерное моделирование связанных тепловых, вибрационных и упругопластических процессов с учетом явлений в концевой зоне ротора, в первую очередь контактных явлений.

#### 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. – М.: 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] Пантелят М.Г., Шульженко Н.Г. Математическое моделирование двухмерных электромагнитных и тепловых полей в роторе турбогенератора. – Электротехника и электромеханика. – 2004, № 3. – С. 84–86.
- [6] Демирчян К.С. Моделирование магнитных полей. – Л.: Энергия, 1974. – 288 с.
- [7] Шульженко Н.Г., Зозулин Ю.В., Пантелят М.Г., Руденко Е.К., Петушкова С.А. Влияние материала пазовых клиньев на распределение электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности в роторе турбогенератора при двухфазном коротком замыкании. – Электротехника и электромеханика. – 2005, № 3. – С. 61–64.
- [8] [www.vectorfields.com](http://www.vectorfields.com)
- [9] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [10] Gontarowsky P.P., Pantelyat M.G. Application of the finite element method to coupled eddy current, thermal and mechanical problems. – Proceedings of the 6<sup>th</sup> International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz, Austria, September 1994. – P. 300–308.
- [11] 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 07.09.2005*

## ОСОБЕННОСТИ КОНФОРМНОГО ОТОБРАЖЕНИЯ ВНЕШНЕЙ ОБЛАСТИ ДВУХПОЛЮСНОЙ СИСТЕМЫ СИММЕТРИЧНЫХ С-ОБРАЗНЫХ ПОЛЮСОВ

Бранспиз Ю.А., д.т.н., доц.

Восточноукраинский национальный университет им. Владимира Даля

Украина, 91034, Луганск, кв. Молодежный, 20-А, ВНУ им. Владимира Даля, кафедра Электромеханики

E-mail: branspiz@snu.edu.ua

Поляченко Е.Ю.

Восточноукраинский национальный университет им. Владимира Даля

Украина, 91034, Луганск, кв. Молодежный, 20-А, ВНУ им. Владимира Даля, кафедра Компьютерные системы и сети, E-mail: polyachenko@snu.edu.ua, polyachenko@ Rambler.ru

Дранников А.А.

ОКП "ЛОТЭК"

Украина, 91000, Луганск, ул. Карла Маркса, 7, ОКП "ЛОТЭК", отдел Компьютерных технологий

E-mail: lotek@mail.ru

*Показано, что при конформном отображении симметричных С-образных полюсов координаты соответствующих точек после отображения могут быть найдены из численного решения трансцендентного уравнения, одинакового за форму запису для симметричных крапок.*

*Показано, что при конформном отображении симметричных С-образных полюсов координаты соответственных точек после отображения могут быть найдены из численного решения трансцендентного уравнения, одинакового по форме запису для симметричных точек*

### ВВЕДЕНИЕ

Как показано в [1] расчет двухполюсной магнитной системы шкивных электромагнитных сепараторов, обладающих осевой симметрией (рис. 1, а), может быть осуществлен на основе предварительного расчета идентичной по граничным условиям плоскопараллельной двухполюсной магнитной системы, которая аналогична математической модели шкива (рис. 1, б). Соответствующая плоскопараллельная система (рис. 1, в) учитывает исходную геометрическую конфигурацию электромагнитного шкива, а также те граничные условия, которые имеют для него место, а именно: поверхность полюсов шкива эквипотенциальна так, что разность потенциалов между полюсами одинакова для осесимметричной и плоскопараллельной систем; линия, соответствующая цилиндрической поверхности между полюсами (как продолжение поверхности полюсов), является силовой линией магнитного поля. При этом плоскопараллельная система представляет собой два симметричных С-образных полюсов, для которых требуется определить распределение магнитного поля во внешней области.

С учетом принятых допущений указанная внешняя область есть, по сути, внешней областью соответствующего прямоугольника. Поэтому, учитывая, что в [2] приведено конформное отображение внешней области прямоугольника, позволяющее определять магнитное поле в этой области при заданных условиях на прямоугольнике (конфигурация эквипотенциальных и силовых линий) в данной работе рассматривается указанное конформное отображение применительно к принятой (рис. 1, в) конфигурации полюсов.

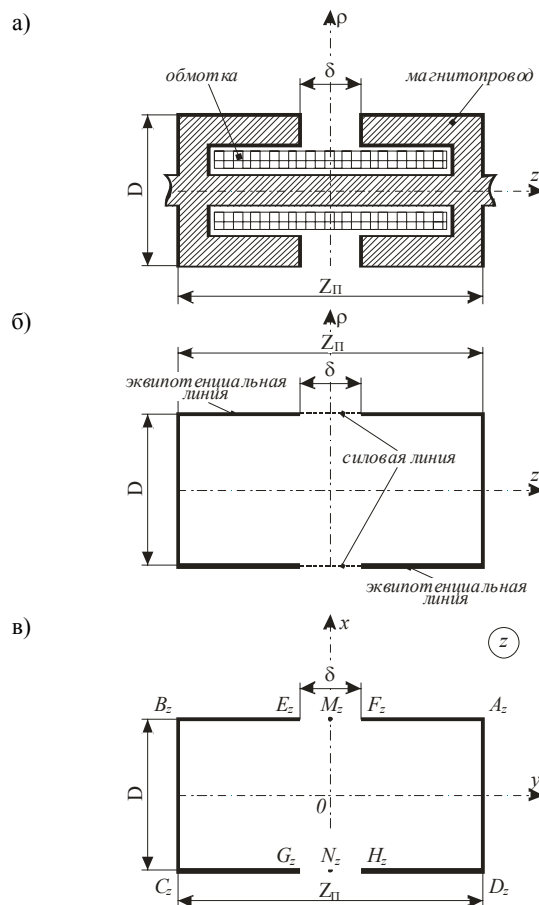


Рис. 1. Эскиз магнитной системы электромагнитного шкива (а) и его плоскомеридианная (б) и плоскопараллельная (в) математическая модель

## ФУНКЦИЯ КОНФОРМНОГО ОТОБРАЖЕНИЯ

Отобразим конформно внешнюю область  $Z$  прямоугольника  $A_z B_z C_z D_z$  (рис. 1, в) на некоторую верхнюю полуплоскость  $t$ . В результате в отображенной области получаем магнитную систему двух пластин (рис. 2), которые соответствуют наружной поверхности полюсов электромагнитного шкива.

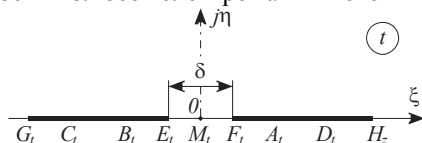


Рис. 2. Конформное отображение внешней области системы двух симметричных С-образных полюсов

В рассматриваемом случае функция отображения определяется уравнением Кристоффеля-Шварца [2, 3]

$$\frac{dz}{dt} = S \cdot \frac{\sqrt{(t-A_t) \cdot (t-B_t) \cdot (t-C_t) \cdot (t-D_t)}}{(t^2+1)^2}, \quad (1)$$

где  $S$  - некоторая константа отображения.

Так как начало координат области  $Z$ , для упрощения вида уравнения Кристоффеля-Шварца, помещено в центр симметрии прямоугольника  $A_z B_z C_z D_z$  (рис. 1, в) и отображенные точки углов исходного прямоугольника в области  $t$  расположены симметрично на действительной оси, то примем для координат этих угловых точек (рис. 2) в области  $t$ , следующие соотношения:  $A_t = -B_t$ ;  $C_t = -D_t$ . Кроме того, если принять, согласно [3], соотношение  $C_t = -1/A_t$ , и сделать замену переменной  $t$  на переменную

$$\tau = 2 \cdot \arctg(-t), \quad (2)$$

то интегрирование выражения (1) позволяет получить функцию конформного отображения  $z = f(\tau)$ , которую, с учетом соответствующих выражений для константы отображения из [3] и постоянной интегрирования из [2], можно записать в следующем виде (здесь  $Z_{II}$  - ширина шкива по полюсам, рис. 1)

$$z = \frac{1}{4} \cdot \frac{Z_{II}}{E(k) - (k')^2 \cdot K(k)} \times \left\{ e^{j \cdot \tau} - 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{2 \cdot n - 1} \cdot \left[ 1 - e^{-j \cdot (2 \cdot n - 1) \cdot \tau} \right] \right\} + \frac{D}{2}, \quad (3)$$

где  $\alpha$  - координата точки  $B_t$  (рис. 2), выраженная через новую переменную согласно соотношению (2), то есть  $\alpha = 2 \cdot \arctg(-B_t)$ ;  $a_n$  - коэффициент ряда, задаваемый следующим рекуррентным соотношением

$$(n+1) \cdot a_{n+1} - 2 \cdot (n-1) \cdot \cos(2 \cdot \alpha) \cdot a_n + (n-2) \cdot a_{n-1} = 0$$

для которого члены с нулевым и единичным индексами равны соответственно  $a_0 = 1$  и  $a_1 = -\cos(2\alpha)$ ;  $K(k)$ ,  $E(k)$  и  $K'(k)$ ,  $E'(k)$  - полные эллиптические интегралы первого и второго рода с модулем соответственно  $k = \sin(\alpha)$  и  $k' = \sqrt{1-k^2}$ .

Как видно из приведенного, одним из основных параметров определяющих функцию конформного

отображения  $z = f(\tau)$  по (3) является параметр  $\alpha$ , который может быть найден по параметру  $k$ , учитывая их взаимную связь ( $\alpha = \arcsin k$ ), из решения уравнения (обозначение геометрических размеров  $Z_{II}$  и  $D$  по рис. 1)

$$\frac{Z_{II}}{D} = \frac{E(k) - (k')^2 \cdot K(k)}{E'(k) - k^2 \cdot K'(k)}. \quad (4)$$

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ПОЛЮСОВ В ОТОБРАЖЕННОЙ ОБЛАСТИ

Полученную функцию отображения можно использовать для нахождения координат точек в области  $t$ , определяющих соотношение размеров в исходной полюсной системе (рис. 1, в) и в отображенной системе двух пластин (рис. 2) (точки  $E_z$ ,  $F_z$ ,  $G_z$ ,  $H_z$  и соответствующие им точки  $E_t$ ,  $F_t$ ,  $G_t$ ,  $H_t$ ). Причем в силу принятой симметрии отображения соответствующих точек областей  $Z$  и  $t$ , достаточно по заданным координатам точек  $E_z$  и  $G_z$  в  $Z$  найти координаты  $E_t$  и  $G_t$  в  $t$ . Тогда координаты точек  $F_t$  и  $H_t$ , в силу указанной симметрии определяются через следующие равенства  $F_t = -E_t$ ;  $H_t = -G_t$ .

Что же касается координат точек  $E_z$  и  $G_z$ , то в области  $Z$  они могут быть записаны как некоторые комплексные числа (рис. 1, в)

$$E_z = \frac{D}{2} + j \cdot \frac{\delta}{2}, \quad G_z = -\frac{D}{2} + j \cdot \frac{\delta}{2}, \quad (5)$$

которым, согласно (2), соответствуют действительные числа

$$\tau_E = 2 \cdot \arctg(-E_t), \quad \tau_G = 2 \cdot \arctg(-G_t), \quad (6)$$

определение которых можно осуществить соответственной подстановкой (5) и (6) в (3).

При этом получаются два неявных уравнения для определения  $\tau_E$  и  $\tau_G$ , то есть - для определения значений координат  $E_t$  и  $G_t$ , которые согласно (6) определяются через параметры  $\tau_E$  и  $\tau_G$  как

$$E_t = -\operatorname{tg} \frac{\tau_E}{2}, \quad G_t = -\operatorname{tg} \frac{\tau_G}{2}.$$

Отметим, что поскольку  $E_t$  и  $G_t$  - координаты точек на действительной оси в области  $t$ , то действительными будут также и параметры  $\tau_E$  и  $\tau_G$  по (6). При этом подстановка этих параметров в правую часть уравнения (3) дает в показателях степеней экспонент мнимое число (например,  $e^{j \cdot \tau_E}$ ), что позволяет применить к этим экспонентам теорему Эйлера об экспоненте с мнимым показателем степени, заменив в (3) экспоненты следующими суммами

$$e^{j \cdot \tau_E} = \cos(\tau_E) + j \cdot \sin(\tau_E); \quad (7)$$

$$e^{j \cdot \tau_G} = \cos(\tau_G) + j \cdot \sin(\tau_G)$$

и

$$e^{-j \cdot (2 \cdot n - 1) \cdot \tau_E} = \cos((2 \cdot n - 1) \cdot \tau_E) - j \cdot \sin((2 \cdot n - 1) \cdot \tau_E);$$

$$e^{-j \cdot (2 \cdot n - 1) \cdot \tau_G} = \cos((2 \cdot n - 1) \cdot \tau_G) - j \cdot \sin((2 \cdot n - 1) \cdot \tau_G). \quad (8)$$

Таким образом, если подставить соответствующие координаты точек  $E_z$  и  $G_z$  по (5) в левую часть функции отображения (3), а параметры  $\tau_E$  и  $\tau_G$  по (6) подставить в правую часть функции отображения (3), то после представления соответствующих экспонент по (7) и (8) и приравнивания правой и левой мнимых частей можно получить для координат точек  $E_t$  и  $G_t$  следующее неявное уравнение

$$\frac{\delta}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{Z_{II}}{E(k) - (k')^2 \cdot k(k)} \times \left\{ \sin(\tau_{E,G}) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{2 \cdot n - 1} \cdot \sin((2 \cdot n - 1) \cdot \tau_{E,G}) \right\}, \quad (9)$$

которое имеет одинаковый вид для указанных точек, что и отражено в форме записи этого уравнения.

Для непосредственного численного решения уравнений (9) примем, что [4]:

- полный эллиптический интеграл первого рода может быть вычислен по аппроксимации многочленом:

$$K(k) = (a_0 + a_1 \cdot m_1 + a_2 \cdot m_1^2) + (b_0 + b_1 \cdot m_1 + b_2 \cdot m_1^2) \cdot \ln \frac{1}{m_1},$$

где  $a_0 = 1,386294$ ,  $a_1 = 0,1119723$ ,  $a_2 = 0,0725296$ ,

$b_0 = 0,5$ ,  $b_1 = 0,1213478$ ,  $b_2 = 0,0288729$ ,

$$m_1 = (k')^2 = 1 - k^2;$$

- полный эллиптический интеграл второго рода может быть вычислен по аппроксимации многочленом

$$E(k) = (1 + a_1 \cdot m_1 + a_2 \cdot m_1^2) + (b_1 \cdot m_1 + b_2 \cdot m_1^2) \cdot \ln \frac{1}{m_1},$$

где  $a_1 = 0,4630151$ ,  $a_2 = 0,1077812$ ,  $b_1 = 0,2452727$ ,

$b_2 = 0,0412496$ ,  $m_1 = (k')^2 = 1 - k^2$ .

При этом для вычисления полных эллиптических интегралов первого, второго рода с дополнительным модулем  $K'(k)$  и  $E'(k)$  в этих аппроксимациях следует положить  $m_1 = k^2$ .

Алгоритм самого решения представляет собой следующую процедуру:

- для заданного отношения  $Z_{II}$  к  $D$  по (4) определяется параметр  $k$  и соответствующий ему параметр  $\alpha = \arcsin(k)$ ;

- по (9) подбирается значение  $\tau_E$  или  $\tau_G$ , которое удовлетворит (9) при заданном отношении  $\frac{\delta}{Z_{II}}$ .

При этом для решения уравнения (9) можно использовать метод половинного деления поскольку известен диапазон значений для  $\tau_E$  и  $\tau_G$  при изменении отношения

отношения  $\frac{\delta}{Z_{II}}$  в очевидном диапазоне от 0 до 1.

А именно, учитывая изложенное выше, имеем:

- для  $\tau_E$  диапазон изменения значений –  $[0, \alpha]$ ;

- для  $\tau_G$  диапазон изменения значений –  $[\pi - \alpha, \pi]$ .

Непосредственная реализация указанного алгоритма показала принципиальную возможность чис-

ленно решения уравнения (9) и наличия у него двух корней, соответствующих значениям  $\tau_E$  или  $\tau_G$ . При этом из расчетов получено, что зависимость  $f(\tau)$ , где  $f(\tau)$  – правая часть уравнения (9), является симметричной относительно  $\tau = \frac{\pi}{2}$  (рис. 3), что позволяет

записать следующее соотношение

$$\tau_G = \pi - \tau_E, \quad (10)$$

согласно которому при нахождении  $\tau_E$  и  $\tau_G$  достаточно найти лишь первый корень уравнения (9).

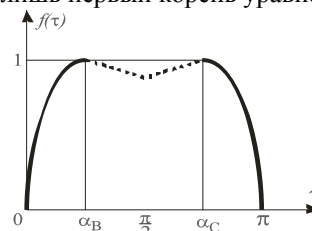


Рис. 3. Качественная зависимость правой части уравнения (9) от переменной  $\tau$

Таким образом, из решения уравнений (4) и (9) можно получить координаты точек определяющих размеры эквипотенциальных пластин симметричной двухполюсной системы (рис. 2), для которой известно распределение магнитного поля, что позволяет определить, в свою очередь, распределение магнитного поля в исходной системе (рис. 1, в). Реализация этого может рассматриваться как перспектива дальнейших исследований в данном направлении.

## ВЫВОД

При конформном отображении симметричной системы двух С-образных полюсов координаты точек соответствия после отображения могут быть определены из решения трансцендентного уравнения, одинакового для симметричных точек.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бранспиз Ю.А., Ковалевский А.А. К расчету плоскомеридианных полей // Тез. докл. международной научно-методической конференции "Компьютерное моделирование" (г. Днепродзержинск, 29 июня – 1 июля 2000 г.). – Днепродзержинск: ДГТУ, 2000. – С. 25-26.
- [2] Бранспиз Ю.А. Расчет напряженности магнитного поля в рабочей зоне Ш-образного электромагнита // Техн. Электродинамика. – 1999. - №1. – С. 12-15.
- [3] Бинс К., Лоуренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М.: Энергия, 1970. – 376 с.
- [4] Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. – 816 с.

Поступила 30.08.2005



## О СОВРЕМЕННОМ СОСТОЯНИИ И ПРОБЛЕМАХ РАЗВИТИЯ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ КАК РАЗДЕЛА ФИЗИКИ

Горбачев М.Н., к.т.н.  
Институт общей энергетики НАН Украины,  
Украина, 03056, Киев, Проспект Победы, 56

*Наведено аналіз сучасного розвитку загальної теорії електричних кіл у порівнянні з фізикою та математикою, сформульовано проблеми та перспективи розвитку теорії електричних кіл як розділу фізики.*

*Дан анализ современного развития общей теории электрических цепей в сравнении с физикой и математикой, сформулированы проблемы и перспективы развития теории электрических цепей как раздела физики.*

Вторая половина XX века ознаменовались бурным научно-техническим прогрессом в различных отраслях знаний и особенно в области естественных наук, что неразрывно связано с широкомасштабными космическими и ядерными исследованиями, созданием и применением новых материалов и технологий. Это способствовало быстрому развитию ряда фундаментальных наук и особенно физики, математики, астрофизики и др.

Явления и процессы в окружающем нас макромире и его фундаментальные свойства изучает ряд естественных наук, среди которых ведущее место принадлежит физике, астрономии и математике.

В этой связи необходимо отметить, что прошедший 2004 год, знаменующий собой продолжение научно – технического прогресса в XXI веке, являлся юбилейным именно для фундаментальных физических наук, какими являются теоретическая физика, космология, электродинамика, теория относительности (общая и специальная), физика ядра, теория гравитации, астрофизика и др. Действительно, в 2004 году исполнилось 100 лет со дня рождения известных всему миру наших соотечественников – Гамова Г.А. и Иваненко Д.Д., которые являются выдающимися физиками – теоретиками XX века, о чем свидетельствуют их работы, например [1-3]. Благодаря созданным ими научным теориям и моделям в области теоретической физики и физики ядра был получен ряд фундаментальных результатов в середине XX века, определивших дальнейшее быстрое развитие физических наук, а также связанных с ними прикладных наук.

Например, изобретение телеграфа, телефона, радио и их научное обоснование и дальнейшее изучение и применение происходило в рамках физики. Именно поэтому из физики выросла теория электромагнитного поля, прикладная (техническая) электродинамика, электротехника, теория электрических цепей, радиотехника и теория сигналов [4]. Их общим объектом исследования являются электромагнитные колебания.

Теоретические основы (теоретическая база) электротехники и, в частности, теории электрических цепей тесно связаны именно с физикой и математикой, о чем свидетельствует, например, учение об электричестве и магнетизме, теория распространения электромагнитных волн, методы описания и анализа электромагнитных явлений и процессов в различных ли-

нейных и нелинейных электрических цепях, устройствах и системах.

Однако современное состояние теоретической электротехники как самостоятельной науки свидетельствует о ее заметном отставании по уровню развития от соответствующих разделов физики и математики, что легко проиллюстрировать на ряде известных примеров из области физики и математики. Например, в теоретической физике уже несколько десятилетий пространственно-временной континуум исследуется на уровне многомерных моделей, имеющих не менее четырех-пяти измерений с использованием геометрии Римана и геометрии Минковского (теория Калуцы-Клейна, теория калибровочных полей [5, 6] и др.). Это привело к разработке и развитию соответствующего математического аппарата, необходимого для математического описания новых физических идей, гипотез, моделей и концепций (многомерный функциональный анализ, алгебраическая теория линейных  $n$ -мерных пространств, геометрическая теория криволинейных пространств и гиперповерхностей, тензорный анализ [7-9]) и др. Например, применение математического понятия многообразия, соответствующего физическому пространству-времени, позволяет рассматривать обобщенное Евклидово пространство  $E^n$  любой произвольной и конечной размерности  $n$  как линейную аппроксимацию соответствующего криволинейного пространства (например, Риманового пространства  $R^n$ ) той же размерности в локальной (бесконечно малой) окрестности каждой точки. Действительно, для двухмерных ( $n=2$ ) и трехмерных ( $n=3$ ) физических линейных пространств, являющихся частными случаями обобщенного пространства  $E^n$ , такая аппроксимация является известной и вполне понятной: в достаточно малых локальных окрестностях точки кривая линия аппроксимируется отрезком касательной, а криволинейная поверхность – частью касательной плоскости, на которые они могут быть спроектированы.

В области современной теоретической физики (теории поля) разработаны две фундаментальные концепции, позволяющие надеяться на построение единой теории. Это гипотезы: 1) о геометрической природе всех физических взаимодействий и 2) о полевой природе всех элементарных частиц [10]. Объединение этих двух концепций, как полагают физики, может привести к построению единой физической теории,

сводящей как поля, так и частицы к геометрическим характеристикам пространства-времени. И хотя четырехмерный (четырёхвекторный) анализ применяется в теоретической физике и электродинамике уже с 30-х годов XX века, однако многомерный анализ с числом измерений более четырех ( $n > 4$ ) еще не получил широкого практического применения. В связи с этим уместно обратить внимание на высказывание известного физика Л.Д. Ландау: "Величайшим достижением человеческого гения является то, что человек может понять вещи, которые он уже не в силах представить" [6]. Глубокий смысл этого высказывания остается актуальным и для современного состояния всех фундаментальных наук. Следует отметить, что проблема геометризации пространства наряду с указанными выше проблемами также является актуальной проблемой в современной физике.

Однако наряду с быстрым развитием физики и математики в учебниках по теоретической электротехнике до сих пор традиционно используется лишь простейший математический аппарат на уровне комплексных чисел, алгебраических и дифференциальных уравнений не выше второго порядка, усеченных рядов Фурье и преобразования Лапласа [11, 12], а также используются наиболее простые физические модели, соответствующие Евклидовому пространству, имеющему не более 2-3-х измерений ( $n \leq 3$ ).

В теории электрических цепей пользуются, в основном, языком математики и эквивалентных электрических схем. Математика позволяет формализовать процессы, происходящие в электрических цепях, а схема цепи - наглядно изобразить связи элементов и топологию схемы. Однако современное состояние теории электрических цепей и электротехники в целом свидетельствуют о том, что слабо и ограниченно внедряются в теоретическую электротехнику уже готовые аналитические методы современной математики (например, аппарат линейной алгебры многомерных пространств и функционального анализа, аппарат дифференциальной геометрии, вариационного исчисления и тензорного анализа [7-9, 13]). Кроме того, до сих пор существует ощутимый разрыв между теорией электрических цепей и теорией электромагнитного поля, что свидетельствует об отсутствии единого теоретического подхода при исследовании физических процессов в различных электротехнических цепях, системах и устройствах.

И если методы анализа электромагнитных процессов в электрических цепях при синусоидальных и постоянных токах и напряжениях разработаны достаточно глубоко и обстоятельно, то этого нельзя сказать о методах анализа электромагнитных процессов в электрических цепях и системах с негармоническими (несинусоидальными) токами и напряжениями [11, 12]. Однако электрические цепи с токами и напряжениями именно несинусоидальной формы широко применяются в современной силовой преобразовательной технике, радиоэлектронике, радиотехнике, импульсной технике и электросвязи. Например, особенно слабо развиты аналитические методы исследования процессов в электрических преобразовательных

цепях, функционирующих при негармонических токах и напряжениях низких и средних частот. В современной учебной литературе по курсам электротехники и теории электрических цепей слабо разработаны или вовсе отсутствуют аналитические методы математического описания (математического моделирования) в замкнутом виде установившихся режимов и переходных процессов в указанных выше задачах с учетом полного спектра гармоник [11, 12]. Это свидетельствует о том, что так называемый аппарат гармонического синтеза, известный в математике и необходимый для решения обратных задач в теории цепей, в учебниках по курсам электротехники используется крайне слабо, либо вовсе не используется [14]. В соответствующих разделах теории электрических цепей при решении такого типа задач обычно ограничиваются традиционным инженерным подходом, используя приближенные методы анализа и расчета (например, метод основной гармоники и метод усеченных рядов Фурье с весьма ограниченным числом удерживаемых членов ряда, либо сводя дело лишь к общей форме записи предполагаемого искомого решения в виде бесконечного ряда Фурье, но без указания практического способа его суммирования или использования при дальнейших расчетах [11, 12].

И только в малочисленной специальной литературе, требующей для пользования ею повышенной математической подготовки, рассмотрены некоторые аналитические способы и приведены примеры решения подобных обратных задач, например, в монографиях А.М. Заездного [14], И.С. Гоноровского [15], Г.Е. Пухова [16], Н.В. Зернова и В.Г. Карпова [17], Т.Такеути [18], в статье Р.А. Воронова [19] и др.

Такое значительное отставание в развитии теоретической электротехники на фоне современной теоретической физики и математики вряд ли можно чем-либо оправдать, хотя в известной степени можно объяснить появлением и весьма широким использованием в последних десятилетиях XX столетия электронно-вычислительной техники, что привело, в свою очередь, к быстрому развитию программирования и широкомасштабной разработке большого количества численных методов решения задач в различных областях науки, включая теоретическую электротехнику и теорию электрических цепей и систем.

Однако аналитические методы имеют, бесспорно, существенные преимущества перед численными, так как позволяют выполнять качественный анализ и находить общие закономерности и зависимости исследуемых процессов от тех или иных параметров изучаемых электрических цепей, что позволяет глубже понять физическую сущность явлений и процессов в этих цепях. При использовании же численных методов исследования, хотя и позволяющих обеспечить высокую точность и достоверность получаемых результатов, для разного сочетания параметров в одной и той же электрической цепи необходимо каждый раз заново решать задачу.

Таким образом, к основным современным проблемам развития теории электрических цепей могут быть отнесены, по крайней мере, следующие:

1) развитие аналитических методов исследования линейных и нелинейных цепей на базе современного математического аппарата, а также дальнейшее развитие численных и численно – аналитических методов с использованием средств современной вычислительной техники;

2) развитие теории математического моделирования периодических процессов на основе новых (нетрадиционных) подходов и создание эффективных моделей, удобных для практического применения, например, методы моделирования, изложенные в работах [20 - 24], а также метод геометрического моделирования [25].

Рассмотрим примеры, относящиеся к первой из указанных выше проблем.

Пример 1. В работах [20, 22] показано, что введение и использование экспофункций  $f(t)$  позволяет расширить возможности математического аппарата как при исследовании процессов в электрических и радиотехнических цепях, так и при исследовании электромагнитного поля на основе уравнений Максвелла. При этом экспофункция  $f(t)$  в общем случае имеет вид:

$$f(t) = e^{\pm \lambda \cdot t} \cdot \tilde{f}(t),$$

где  $\lambda > 0$ ;  $t$  - время,  $\tilde{f}(t)$  - ядро экспофункции.

Пример 2. Известно, что задачи нахождения периодических решений  $y(t)$ , описывающих установившиеся процессы в линейных электрических и радиотехнических цепях 2-го, 3-го и более высоких порядков с постоянными параметрами при входном негармоническом сигнале произвольной формы  $e(t)$ , имеют большое теоретическое и прикладное значение. К такого рода цепям относятся фильтры низших и высших частот; полосовые и заграждающие фильтры; корректирующие цепи каналов связи; сглаживающие пассивные фильтры и др.

Искомые решения  $y(t)$  представляют собой частные периодические решения линейных неоднородных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами и специальной правой частью в виде ряда Фурье для функции  $D(t)$ , состоящей в общем случае из кусочно – непрерывной функции времени  $e(t)$  и ее производных :

$$\frac{d^n y(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \cdot \frac{dy(t)}{dt} + a_0 \cdot y(t) = D(t);$$

$$D(t) = e(t) + \sum_{m=1}^{\nu} \frac{d^m \cdot e(t)}{dt^m};$$

$$e(t) = \frac{\alpha_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_k \cdot \cos k \cdot x + \beta_k \cdot \sin k \cdot x),$$

где  $k$  - порядковый номер гармоники;  $\alpha_0$ ,  $\alpha_k$ ,  $\beta_k$  - коэффициенты разложения в ряд Фурье;  $n$  - порядок дифференциального уравнения;  $m$  - порядок производных функции  $e(t)$ , причем  $1 \leq m \leq \nu$  и  $\nu < n$ ;  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ , ...  $a_{n-1}$  - коэффициенты исходного дифференциального уравнения и соответствующего ему харак-

теристического уравнения:

$$v^n + a_{n-1} \cdot v^{n-1} + a_{n-2} \cdot v^{n-2} + \dots + a_1 \cdot v + a_0 = 0.$$

Для получения аналитических решений указанных дифференциальных уравнений можно применить метод гармонического синтеза [14], который является сложным и громоздким. При этом необходимо отметить, что основная трудность гармонического синтеза как обратной задачи по отношению к гармоническому анализу заключается в том, что аналитическая структура сворачиваемых к замкнутому виду рядов заранее неизвестна и для ее отыскания требует применения не только известных, но и поиска (разработки) новых подходов и способов суммирования бесконечных функциональных тригонометрических рядов, так как теория гармонического синтеза разработана значительно слабее по сравнению с теорией гармонического анализа.

Однако процесс нахождения искомых решений  $y(t)$  можно значительно упростить за счет использования однозначной связи между рядом Фурье и частотными свойствами линейных электрических цепей, определяемых функцией комплексного сопротивления  $Z(s)$  или функцией комплексной проводимости  $Y(s) = Z^{-1}(s)$  этих цепей как двухполосников:

$$Z(s) = \frac{N(s)}{M(s)} = \frac{a_n \cdot s^n + \dots + a_1 \cdot s + a_0}{b_m \cdot s^m + \dots + b_1 \cdot s + b_0},$$

где  $n$  - порядок полинома  $N(s)$ , равный порядку электрической цепи;  $m$  - порядок полинома  $M(s)$ ;  $s = j \cdot \omega$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega$  - круговая частота низшей (основной) гармоники.

Используя указанные функции  $Z(s)$  или  $Y(s)$  и законы линейных электрических цепей (закон Ома, принцип суперпозиции и др.) можно находить искомое решение  $y(t)$ , например, реакцию или отклик цепи в виде входного тока  $i(t)$  путем суммирования найденного преобразованного ряда Фурье для этого тока  $i(t)$ , причем указанный преобразованный ряд Фурье обычно сходится равномерно. Это значительно упрощает решение указанной задачи по сравнению с методом гармонического синтеза, изложенным в работе [14].

Это объясняется следующими причинами. Во-первых, трудоемкая процедура решения линейного дифференциального уравнения с правой частью в виде полного ряда Фурье, связанная с нахождением корней соответствующего характеристического уравнения, заменяется более простой и менее трудоемкой процедурой суммирования преобразованного ряда Фурье для искомой функции  $y(t)$ , которая является решением указанного дифференциального уравнения. Во-вторых, в последнем случае не требуется решать характеристическое уравнение. Следовательно, с ростом порядка дифференциального уравнения, описывающего периодические процессы в исследуемой электрической цепи, эффективность решения рассматриваемой задачи на основе суммирования преобразованных рядов Фурье

значительно возрастает по сравнению с известным методом гармонического синтеза [14].

Таким образом, несмотря на возросший уровень и программное обеспечение численно – аналитических и численных методов расчета, в теории радиотехнических и электрических цепей по – прежнему представляется актуальным дальнейшее развитие фундаментальных аналитических методов расчета, из которых наименее развитым является указанный метод гармонического синтеза [14] и его модификации. Именно поэтому разработка новых частных и общих способов и приемов для решения задач гармонического синтеза представляет значительный интерес [24].

Рассмотрим примеры, относящиеся к проблеме 2.

Периодические негармонические процессы в ряде физических объектов, например, в управляемых электрических и радиотехнических цепях, можно исследовать с помощью построения соответствующих этим процессам геометрических моделей, а именно – режимных траекторий, которые представляют собой в общем случае пространственные кривые в трехмерном Евклидовом пространстве, описываемые параметрической системой уравнений:

$$\begin{cases} x = f_1(\varphi), \\ y = f_2(\varphi), \\ z = f_3(\varphi), \end{cases} \quad (1)$$

где  $\varphi$  - переменная величина (переменный параметр);  $f_1(\varphi)$ ,  $f_2(\varphi)$ ,  $f_3(\varphi)$  - непрерывные дифференцируемые функции в области определения  $\varphi_{\min} \leq \varphi \leq \varphi_{\max}$ .

С геометрической точки зрения система (1) задает некоторое непрерывное отображение отрезка  $[\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$  вещественной оси  $\varphi$  в трехмерном Евклидовом пространстве:

$$x, y, z: \varphi \Rightarrow f_1(\varphi), f_2(\varphi), f_3(\varphi).$$

В работе [25] показано, что если функции  $f_1(\varphi)$ ,  $f_2(\varphi)$ ,  $f_3(\varphi)$  представляют собой ортогональные компоненты вектора полной мощности  $\bar{S}$  (активную  $\bar{P}$ , реактивную  $\bar{Q}$  и мощность искажения  $\bar{N}$ ) в некоторой управляемой электрической цепи, а  $\varphi$  - угол управления, то соответствующая системе уравнений (1) режимная траектория будет отображать периодический энергетический режим в этой цепи.

Например, в управляемом трехфазном симметричном выпрямителе стационарный энергетический режим описывается параметрической системой уравнений (2), аналогичных системе уравнений (1):

$$\begin{cases} x = P = S \cdot v(\gamma) \cdot \cos(\alpha + 0,5\gamma), \\ y = Q = S \cdot v(\gamma) \cdot \sin(\alpha + 0,5\gamma), \\ z = N = S \cdot \sqrt{1 - v^2(\gamma)}, \end{cases} \quad (2)$$

где  $\alpha$  - угол регулирования (непрерывная переменная величина);  $\gamma$  - угол коммутации (параметр);  $v(\gamma)$  - коэффициент искажения кривой первичного тока.

Системе уравнений (2) при изменении угла  $\alpha$  соответствует пространственная кривая общего вида

(режимная траектория), расположенная на сфере радиуса  $R = |\bar{S}|$  и представляющая собой геометрическую модель периодического энергетического процесса в указанном выпрямителе.

Аналогичная система уравнений может быть составлена и для электрической (радиотехнической) цепи  $RL$  с переменной добротностью для исследования негармонических энергетических периодических процессов в указанной цепи при питании напряжением несинусоидальной формы (например, меандром со сдвигом переднего и заднего фронтов, напряжением трапециевидальной формы, пилообразной формы и др.). Например, при питании цепи  $RL$  напряжением, имеющим форму обычного меандра с амплитудой  $E$ , стационарный энергетический процесс в этой цепи описывается параметрической системой уравнений (3):

$$\begin{cases} x = P = b \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \frac{1}{q^2}, \\ y = Q = b \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \frac{q}{1+q^2}, \\ z = N = a \cdot \frac{E^2}{R} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2} \cdot f(q), \end{cases} \quad (3)$$

где  $a = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0,90688$  и  $b = \frac{\pi^2}{12} = 0,82244$  – постоянные коэффициенты;

$q = \frac{\Omega \cdot L}{R}$  - переменная добротность (переменный параметр) указанной цепи при постоянной частоте входного напряжения;  $R$  и  $L$  – соответственно активное сопротивление и индуктивность этой цепи.

Полная мощность  $S$  и функция  $f(q)$  в рассматриваемом случае определяются следующими формулами:

$$S = a \cdot \frac{E^2}{R};$$

$$f(q) = \frac{1}{q^4} + \frac{q^2}{(1+q^2)^2}.$$

Следовательно, в этом случае энергетический процесс в указанной цепи моделируется также в виде режимной траектории, представляющей собой пространственную кривую общего вида (геометрическую модель), расположенную на сферической поверхности.

Отметим, что при этом геометрические модели являются не только универсальным инструментом исследования периодических энергетических процессов как единого целого, но также удобным и наглядным способом представления полученных результатов. Они позволяют решать задачи оптимизации режимов и сравнительного анализа энергетических процессов как в одном электрическом объекте, так и в разных электрических объектах на основе применения математического аппарата аналитической и дифференциальной геометрии. Это позволяет значительно расширить возможности исследователей.

Итак, проблема развития общей теории электри-

ческих цепей и аналитических методов исследования негармонических процессов, а также тесно связанная с ней проблема математического моделирования этих процессов и соответствующих им энергетических характеристик, как следует из изложенного выше, является весьма актуальной и ждет своего решения.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гамов Г.А., Иваненко Д.Д., Ландау Л.Д. Универсальные постоянные и граничные переходы // ЖРФХО. – 1928. – Т. 60. – С. 13-17.
- [2] Gamov G. Electricity, gravity and cosmology // Phys. Rev. Letters. - 1967. - v. 19, Sept. 25 and Oct. 23. – pp. 759-761., 913; Errata:Ibid.- p. 1000.
- [3] Гамов Джордж. Моя мировая линия: неформальная автобиография. – М.: Наука, Гл. ред. физ. - мат. лит., 1994. - 318 с.
- [4] Воробийенко П. П. О современной эволюции наук. – Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2003. - № 4. – с. 3-5.
- [5] Левич В.Г. Курс теоретической физики. - Т. 1. - М.: Наука, Гл. ред. физ. - мат. лит., 1969. - 912 с.
- [6] Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теория поля. Теоретическая физика, Т. 2. - М. : Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1973. - 504 с.
- [7] Кочин Н.Е. Векторное исчисление и начала тензорного исчисления. - М.: Наука, 1965. - 426 с.
- [8] Кассандров В.В. Алгебраическая структура пространства-времени и алгебродинамика. - М.: Изд-во Российского Университета дружбы народов, 1992. - 149 с.
- [9] Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов. Основы теории цепей. - М. - Л.: Госэнергоиздат, 1963. - 440 с.
- [10] Нейман Л.Р. и Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 1. - Л.-д.: Энергия, Ленинградское отделение, - 1967. - 522 с.
- [11] Постников М.М. Линейная алгебра и дифференциальная геометрия. - М.: Наука. Гл. ред. физ. - мат. лит., 1979. - 312 с.
- [12] Колмогоров А.Н. , Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. - М.: Наука, Гл. ред. физ. - мат. лит., 1981. - 542 с.
- [13] Эльсгольц Л.Э. Дифференциальные уравнения и вариационное исчисление. - М.: Наука, 1965. - 424 с.
- [14] Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. - М. - Л.: Госэнергоиздат, 1961. - 535 с.
- [15] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Советское радио, 1964. - 696 с.
- [16] Пухов Г.Е. Комплексное исчисление и его применение. - Киев: Изд-во АН УССР, 1961. - 230 с.
- [17] Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. - Л.: Энергия, 1972. - 816 с.
- [18] Такеути Т. Теория применения вентильных цепей для регулирования двигателей / Пер. с англ. - Л - д.: Энергия, 1973. - 238 с.
- [19] Воронов Р.А. Расчет периодических токов и напряжений при несинусоидальной форме э.д.с. - Электричество, 1956. - № 8. - С. 11 - 14.
- [20] Иваницкий А.М. Электрический заряд и магнитный поток эксплофункционального поля. - Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. - № 1. – С. 3-8.
- [21] Кадацкий А.Ф., Гунченко Ю.А. Электрические процессы в модульных импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования. - Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. - № 1. – С. 9-15.
- [22] Иваницкий А.М. Реактивные элементы при эксплофункциональных воздействиях. – Информатика и связь (Сб. науч. тр. УГАС им. А.С. Попова). 1996. - С. 236-240.
- [23] Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель для исследования импульсных преобразователей напряжения // Труды VII Международ. науч. – практич. конф. "Системы и средства передачи и обработки информации". – Одесса, 2003.- С. 131 - 132.
- [24] Горбачев М.Н. Нахождение периодических решений для одного класса задач теории электрических цепей. - Техническая электродинамика, 1997. - № 2. -С. 27 - 34.
- [25] Милка А.Д., Горбачев М.Н. Геометрические модели периодических процессов в управляемых электрических и радиотехнических цепях. // Труды VII Международ. науч. – практич. конф. "Системы и средства передачи и обработки информации". – Одесса, 2003.- С. 47-48.

*Поступила 21.09.2005*

## УНИВЕРСАЛЬНАЯ АППРОКСИМАЦИЯ КРИВЫХ НАМАГНИЧИВАНИЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ

Пентегов И.В., д.т.н., проф.  
Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины  
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11  
тел. +38(044) 287-23-88, E-mail: penteg@i.com.ua

Красножон А.В.  
Черниговский государственный технологический университет  
Украина, Чернигов, ул. Шевченко, 95  
тел. +38(04622) 3-22-99, E-mail: red\_john@ngs.ru

*Запропоновано нову універсальну апроксимацію кривих намагнічування електротехнічних сталей у вигляді неперервної кривої на всьому діапазоні зміни напруженості магнітного поля. Апроксимація зручна для використання в аналітичних розрахунках, забезпечує високу точність відтворення кривих намагнічування.*

*Предложена новая универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей в виде гладкой кривой на всем интервале изменения напряженности магнитного поля. Аппроксимация удобна для использования в аналитических приложениях, дает высокую точность воспроизведения кривых намагничивания.*

### ВЕДЕНИЕ

Практическое использование ферромагнитных электротехнических материалов тесно связано со знанием их параметров и характеристик. Часто бывает необходимо произвести расчет потерь мощности, возникающих в сердечниках электромагнитных устройств, стальных несущих конструкциях, различных ферромагнитных телах или же возникают задачи, связанные с нахождением распределения магнитного поля и вихревых токов внутри объекта из ферромагнитного материала и корректного выбора режима работы данного объекта. Решение проблем такого класса невозможно без учета существенной нелинейности любого ферромагнитного материала. В частности, на практике для проведения расчетов необходимо знать кривую намагничивания используемой электротехнической стали. Однако, далеко не всегда есть возможность найти в соответствующей справочной литературе нужную кривую, да и проведение расчетов по имеющейся кривой в графоаналитической форме либо при помощи численных методов представляет определенную сложность и приводит к большим затратам времени. Кроме того, такой подход совершенно неудобен при построении автоматизированных расчетов различных электромагнитных устройств, например, трансформаторов. Поэтому до сих пор актуальной является проблема построения аналитических аппроксимаций кривых намагничивания для различных ферромагнитных материалов.

### АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

Проблеме аппроксимирования кривых намагничивания различных электротехнических сталей посвящено достаточно большое количество специализированной литературы. Рассмотрим основные подходы.

К одной из наиболее важных и достаточно удачных можно отнести аппроксимацию кривой намагничивания при помощи гиперболического синуса [1].

Дальнейшее развитие этот подход получил в работах [2, 3], в которых предлагается аппроксимировать кривую намагничивания формулой:

$$H(B) = \alpha_c \cdot \text{sh}(\beta_c \cdot B) + \chi_c \cdot B, \quad (1)$$

где  $\alpha_c$ ,  $\beta_c$ ,  $\chi_c$  - коэффициенты аппроксимации.

Данная аппроксимация обеспечивает хорошее совпадение с кривой намагничивания в диапазоне (1,3–1,8 Тл), однако не учитывает имеющегося на начальном участке кривой намагничивания перегиба [3]. При использовании данной формулы необходимо для каждой стали знать величины трех коэффициентов аппроксимации (для наиболее распространенных электротехнических сталей эти коэффициенты приведены в виде таблицы в работе [3]).

Другой способ аппроксимирования предложен в [4]. В этой работе для описания технической кривой намагничивания (ограниченный участок общей кривой намагничивания, в пределах которого лежит режим работы большинства электромагнитных устройств) применяется формула:

$$\frac{dB}{dH} = \mu_k \cdot \left( 1 - \rho \cdot \frac{1 - a \cdot Z + Z^2}{a + b \cdot Z + Z^2} \right), \quad (2)$$

где  $a$ ,  $b$ ,  $\rho$  - постоянные, подлежащие определению по реальной кривой намагничивания;

$$Z = \frac{H}{H_r \cdot H_k},$$

где  $H_r$ ,  $H_k$  - значения напряженности магнитного поля в определенных точках кривой намагничивания.

Такая аппроксимация дает хорошее совпадение с реальными кривыми, однако требует нахождения трех постоянных для каждой стали и справедлива не во всем диапазоне возможных значений напряженности. В работе [5] эти же авторы приводят еще более сложную аппроксимационную зависимость, справедливую для более широкого диапазона напряженностей, но требующую определения еще большего количества

нетабулированных постоянных.

Интересный способ аппроксимирования предложен в [6]. Автор предлагает пользоваться так называемой универсальной кривой намагничивания, справедливой для большого количества ферромагнитных материалов. Суть данного подхода заключается в следующем. Поскольку природа гистерезисных явлений во всех ферромагнитных материалах одинакова, то предлагается пользоваться безразмерной относительной нормированной зависимостью магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля  $\mu = f(H)$ . От нее впоследствии можно легко перейти как к реальной зависимости магнитной проницаемости от напряженности поля  $\mu = f(H)$  для заданного материала, так и к соответствующей кривой намагничивания  $B = f(H)$ . Важной особенностью в этом подходе является то, что безразмерная универсальная зависимость  $\mu = f(H)$  является нормированной. При этом величина  $\mu_{-}$  (ось ординат графика) нормируется на единицу в точке максимума (при максимальном значении относительной магнитной проницаемости  $\mu_{от} = \mu_{m_{от}}$ ). Таким образом, для перехода к реальным значениям магнитной проницаемости нужно пользоваться соотношением:

$$\mu = \mu_{-} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{m_{от}}, \quad (3)$$

где магнитная постоянная  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Для нормировки по оси абсцисс (напряженность магнитного поля) выбирается определенным образом некоторая точка в области сильных полей (после максимума зависимости  $\mu = f(H)$ ), для которой определяется значение реальной напряженности  $H_1$ . Эта точка соответствует  $H_{-} = 1$  на универсальной аппроксимации. Таким образом, для перехода от аппроксимации к реальным значениям напряженности следует пользоваться формулой:

$$H = H_{-} \cdot H_1. \quad (4)$$

Данный подход имеет ряд преимуществ по сравнению с остальными. Самым главным из них является сам принцип использования на основе теории подобия универсальной аппроксимации  $\mu = f(H)$ , справедливой для большого количества ферромагнитных материалов, что сразу устраняет проблемы, связанные с определением большого количества произвольных постоянных для подгонки теоретической и экспериментальной кривых для каждой из марок стали. На основе универсальной аппроксимации получение реальных значений  $\mu$  и  $H$  сводится к простому умножению координат точек универсальной кривой на  $\mu_0 \cdot \mu_{m_{от}}$  и  $H_1$  (см. формулы (3) и (4)).

Работает универсальная аппроксимация в широком диапазоне напряженностей магнитного поля. Однако, данная универсальная аппроксимация имеет и некоторые недостатки. Во-первых, сама универсальная зависимость  $\mu_{-} = f(H_{-})$  является кусочной и состоит из большого числа "склеиваемых" полиномов, что, конечно, способствует повышению точности, но отнюдь

не приводит к простоте пользования такой аппроксимацией. При этом производные полученной функции имеют разрывы первого и второго рода, что делает невозможным использование аналитических методов расчета, связанных с дифференцированием. Во-вторых, нормировка значений напряженности поля  $H$  производится по некоторому значению  $H_1$ , которое определяется достаточно произвольно.

Из всего изложенного выше можно сделать вывод, что задача получения достаточно простой и удобной универсальной аппроксимации, опирающейся на характерные параметры самого ферромагнитного материала (табулируемые параметры) и не требующей определения большого количества произвольных постоянных, до сих пор окончательно не решена.

## МЕТОДИКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ

Принцип использования теории подобия, описанный в [6], является наиболее перспективным, поскольку применение универсальной аппроксимационной зависимости позволяет значительно упростить и ускорить расчет электромагнитных процессов в элементах со сталью, а также дает возможность автоматизировать такие расчеты.

Такой подход был взят за основу авторами данной статьи при построении универсальной аппроксимации кривой намагничивания электротехнических сталей. Аппроксимационная зависимость строится в нормированной безразмерной форме, в виде гладкой функции  $\mu_{-} = f(H_{-})$  без сшивки на всем диапазоне изменения напряженности магнитного поля.

Однако нормировка универсальной аппроксимационной зависимости выполняется несколько по-другому, по сравнению с методикой [6].

Нормируются на 1 все координаты точки максимума магнитной проницаемости. По оси ординат точка  $\mu_{-} = 1$  соответствует на реальной кривой  $\mu = f(H)$  точке, в которой относительная магнитная проницаемость максимальна ( $\mu_{от} = \mu_{m_{от}}$ ). По оси абсцисс точка  $H_{-} = 1$  соответствует на реальной кривой  $\mu = f(H)$  такой напряженности магнитного поля, при которой  $\mu_{от} = \mu_{m_{от}}$ , т.е. при  $H = H_{\mu m}$ . Тогда, применяя теорию подобия, можно от известной универсальной аппроксимационной зависимости  $\mu_{-} = f(H_{-})$  перейти к реальной зависимости  $\mu = f(H)$  в параметрической форме записи по следующим соотношениям:

$$\mu = \mu_{-}(H_{-}) \cdot \mu_0 \cdot \mu_{m_{от}}, \quad (5)$$

$$H = H_{-} \cdot H_{\mu m}, \quad (6)$$

либо в обычной форме

$$\mu(H) = \mu_{-} \left( \frac{H}{H_{\mu m}} \right) \cdot \mu_0 \cdot \mu_{m_{от}}. \quad (7)$$

Следует заметить, что при вычислениях по формулам (5), (6) и (7) напряженность  $H_{\mu m}$  берется в А/м, а магнитная проницаемость  $\mu$  получается в

Гн/м. Для вычисления нормированных значений индукции следует пользоваться формулой

$$B_{-}(H_{-}) = \mu_{-}(H_{-}) \cdot H_{-}, \quad (8)$$

либо для получения реальных значений магнитной индукции в Тл в обычной форме:

$$\mu_{-}(H_{-}) = \left[ \frac{1}{1 - \frac{1}{\mu_{m\text{от}}}} + \frac{((H_{-}-1))^b}{\frac{1}{1 - \mu_{st} - 0,17 \cdot H_{-}^{-1-1,5 \cdot H_{-}}} - 1 + \frac{H_{-}^{b-1} \cdot B_s}{k(H_{-}) \cdot B_{\mu m}}} \right]^{-1} + \frac{1}{\mu_{m\text{от}}}, \quad (10)$$

где  $\mu_{m\text{от}}$  - максимальное значение относительной магнитной проницаемости для данного материала (по отношению к  $\mu_0$ );  $k(H_{-})$  - поправочная функция,  $B_s$  - индукция насыщения;  $B_{\mu m}$  - значение индукции, при котором проницаемость  $\mu$  максимальна;  $b$  - безразмерный коэффициент, обусловленный технологическими особенностями процесса прокатки;  $\mu_{st}$  - относительная безразмерная начальная магнитная проницаемость данной электротехнической стали.

Значение индукции  $B_{\mu m}$  рассчитывается по формуле:

$$B_{\mu m} = \mu_0 \cdot \mu_{m\text{от}} \cdot H_{\mu m}. \quad (11)$$

Значение нормированной относительной безразмерной начальной магнитной проницаемости  $\mu_{st}$  рассчитывается по формуле:

$$\mu_{st} = \frac{\mu_{st}}{\mu_0 \cdot \mu_{m\text{от}}}, \quad (12)$$

где  $\mu_{st}$  - начальная магнитная проницаемость. Таким образом, начальная магнитная проницаемость для формулы (10) также нормируется на значение максимальной магнитной проницаемости.

Поправочная функция  $k(H_{-})$ , одинаковая для всех электротехнических сталей и корректирующая кривую в области средних напряженностей магнитного поля после максимума  $\mu_{-}$ , выражается следующей формулой:

$$k(H_{-}) = \left( 1 + 400e^{-9H_{-}^2} \right) \cdot \left[ 1 + \frac{1,2}{2 + H_{-}^{0,4}} \right]^{0,9}. \quad (13)$$

При  $H_{-} \rightarrow \infty$  величина  $k(H_{-}) \rightarrow 1$ .

На рис. 1 и рис. 2 по уравнениям (10) и (8) построены безразмерные нормированные кривые  $\mu_{-}$  и  $B_{-}$  как функции  $H_{-}$  для стали 3414 (0,5 мм) с  $\mu_{m\text{от}} = 71620$ ,  $\mu_{st} = 0,064$  и  $H_{\mu m} = 9$  А/м (параметры взяты из справочника [7]).

$$B(H) = \mu(H) \cdot H = \mu_{-} \left( \frac{H}{H_{\mu m}} \right) \cdot \mu_0 \cdot \mu_{m\text{от}} \cdot H. \quad (9)$$

Сама универсальная относительная безразмерная нормированная на 1 аппроксимационная зависимость  $\mu_{-}$  от  $H_{-}$  выражается следующей формулой:

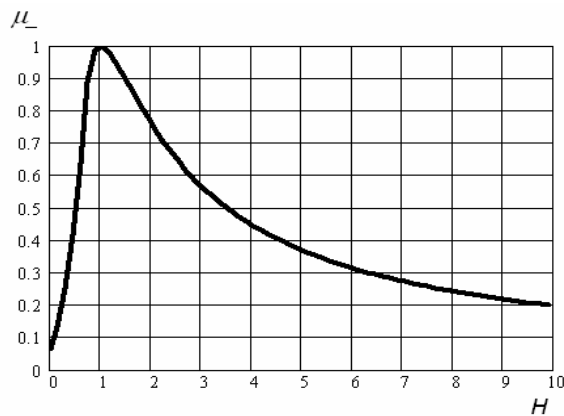


Рис. 1

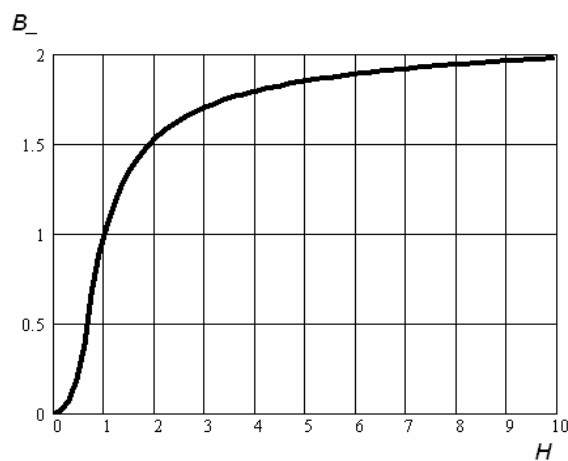


Рис. 2

Из рассмотрения этих рисунков видно, что координаты точки максимума кривой  $\mu_{-}$  нормированы на 1, а в кривой  $B_{-}$  на 1 нормированы координаты точки, соответствующей максимальной магнитной проницаемости.

К важному преимуществу аппроксимационной зависимости (10) следует отнести тот факт, что она построена таким образом, что точно совпадает с реальной зависимостью  $\mu = f(H)$  в следующих областях:

1) при  $H_{-} \rightarrow 0$  с учетом того, что величина  $\mu_{m\text{от}} \gg \mu_{st}$  для любой электротехнической стали, получаем, что  $\mu_{-} \rightarrow \mu_{st}$ , это для реальной кривой  $\mu = f(H)$  будет соответствовать, согласно формулам (5), (6) и (12), начальной точке, т.е.  $\mu = \mu_{st}$  при  $H = 0$ ;



2) в районе  $H_- = 1$  величина  $\mu_- = 1$ , что на реальной кривой соответствует, согласно формулам (5) и (6),  $\mu = \mu_m$  при  $H = H_{\mu m}$ ;

3) при  $H_- \rightarrow \infty$  мы получаем  $\mu_- \rightarrow \frac{1}{\mu_{от}}$  (последнее слагаемое в формуле (10)), что на реальной кривой соответствует  $H \rightarrow \infty$  и  $\mu \rightarrow \mu_0$ ; т.е. в зоне больших напряженностей поля относительная магнитная проницаемость материала стремится к магнитной проницаемости вакуума.

Нетрудно показать, что при больших  $H$  формула (10) вырождается в

$$\mu_-(H_-) = \frac{B_s}{B_{\mu m} \cdot H_-} + \frac{1}{\mu_{от}}, \quad (14)$$

откуда по формуле (5) получаем

$$\mu(H) = \frac{B_s}{H} + \mu_0, \quad (15)$$

отсюда следует, что при больших  $H$  поведение кривой магнитной проницаемости описывается верно.

Формула (10) легко приводится к обычному виду, если заменить в ней  $H_-$  на  $\frac{H}{H_{\mu m}}$  и подставить ее

в (7). Предлагаемая аппроксимационная формула удобна также тем, что требует знания для каждой стали всего 5 параметров:

1) начальную магнитную проницаемость  $\mu_{st}$  либо нормированную безразмерную начальную магнитную проницаемость  $\mu_{-st}$ , определяемую по формуле (12);

2) максимальную относительную магнитную проницаемость данной стали  $\mu_{от}$ ;

3) напряженность  $H_{\mu m}$  магнитного поля, при которой магнитная проницаемость максимальна;

4) индукцию насыщения  $B_s$ ;

5) безразмерный коэффициент  $b$ .

При этом следует заметить, что 4 первых параметра достаточно легко можно найти в справочниках, даже если там не приведена в виде графика либо таблицы значений кривая намагничивания  $B = f(H)$  или же зависимость  $\mu = f(H)$ . Совпадение аппроксимационной и экспериментальной кривых обеспечивается при помощи одного коэффициента  $b$ , величина которого зависит от особенностей технологии прокатки стали.

Следует также отметить, что сама универсальная аппроксимационная зависимость не является кусочной, а выражается единой формулой, поэтому построенная по ней кривая гладкая и производная полученной функции не имеет разрывов первого и второго рода.

Проверка аппроксимационной формулы проводилась на основе экспериментальных данных по кривым намагничивания и статическим зависимостям  $\mu = f(H)$  для холоднокатаных электротехнических сталей из [7]. Для проверки были выбраны следующие марки сталей: сталь 3413 (толщина 0,5 мм), сталь 3414 (толщина 0,5 мм), сталь 3413 (толщина 0,35 мм), сталь 3404 (толщина 0,35 мм), 3405 (толщина 0,35 мм), сталь 3406 (толщина 0,35 мм). При этом кривые из справочника брались для случая намагничивания образцов вдоль направления прокатки стали. Сводные параметры для подстановки в аппроксимационную формулу приведены в табл. 1.

На рис. 3 и рис. 4 показаны экспериментальные [7] (черные жирные линии) и рассчитанные по аппроксимационным формулам (7) и (9) (белые тонкие линии) кривые  $\mu$  и  $B$  для стали 3414 (0,5 мм).

Таблица 1

Аппроксимационные параметры электротехнических сталей

№	марка стали	толщина, мм	$\mu_{от}$	$H_{\mu m}$ , А/м	$\mu_{-st}$	$B_s$ , Тл	$b$
1	3413	0,5	46150	11,5	0,057	2,05	2,2
2	3414	0,5	71620	9	0,064	2,05	1,7
3	3413	0,35	60480	10,5	0,072	2,05	1,6
4	3404	0,35	60480	11	0,086	2,05	1,7
5	3405	0,35	68440	10,5	0,093	2,05	1,65
6	3406	0,35	70820	10	0,079	2,05	1,7

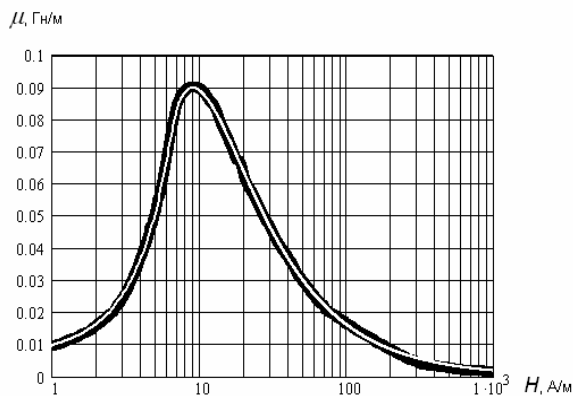


Рис. 3

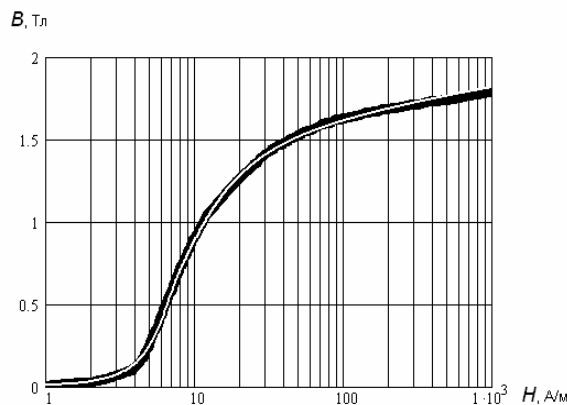


Рис. 4

Как видно из рис. 3 и рис. 4, аппроксимационные формулы дают очень хорошее совпадение с реальными кривыми, полученными из эксперимента.

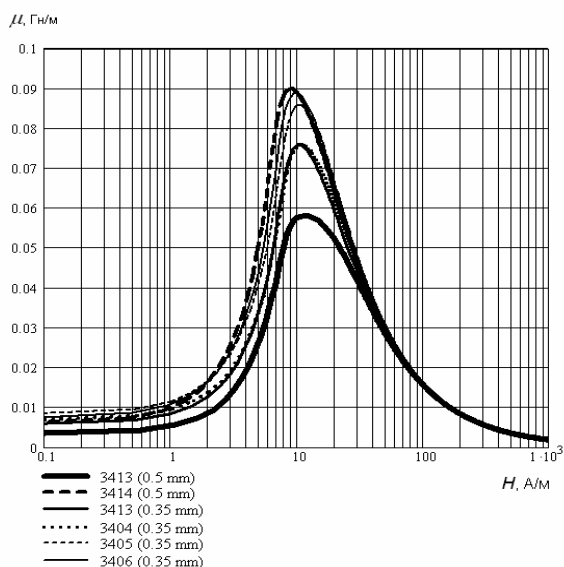


Рис. 5

На рис. 5 и рис. 6 приведены аппроксимационные кривые  $\mu = f(H)$  и  $B = f(H)$  для всех приведенных в табл. 1 сталей. Построенные кривые отражают все особенности зависимостей, полученных из экспериментов, дают хорошее совпадение численных значений и открывают возможность отказаться от использования многочисленных таблиц и графиков, на которых базируются все методики электромагнитных расчетов трансформаторов и реакторов.

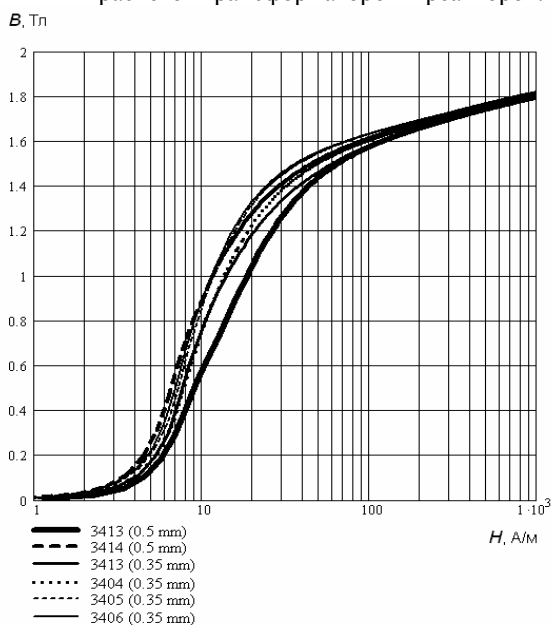


Рис. 6

## ВЫВОДЫ

Предложена универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей в виде гладкой кривой, справедливая на всем интервале изменения напряженности магнитного поля.

Аппроксимация удобна для использования в аналитических приложениях, дает высокую точность воспроизведения кривых намагничивания и требует знания всего 5 табличных параметров, 4 из которых можно найти в любом справочнике.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бессонов Л.А. "Нелинейные электрические цепи". – Высшая школа. – 1964. – 430 с.
- [2] Пентегов И.В., Рымар С.В. "Метод определения потерь в стали трансформатора, ориентированный на использование в САПР". – Техническая электродинамика. – 1995. – №6. – С. 35-40.
- [3] Пентегов И.В., Рымар С.В. "Метод расчета тока холостого хода трансформатора, ориентированный на использование в САПР". – Техническая электродинамика. – 1996. – №1. – С. 39-45.
- [4] Мустафаев Р.А., Набиев М.А., Гулиев З.А., Гаджибалаев Н.М. К аппроксимации кривой намагничивания. – Электричество, №5, 2004.
- [5] Набиев М.А., Гулиев З.А., Гаджибалаев Н.М. К решению уравнений Максвелла для ферромагнитной среды. – Электричество, 2002, №3.
- [6] Демирчян К.С. "Моделирование магнитных полей". – Л.: Энергия. – 1974. – 288 с.
- [7] Холоднокатаные электротехнические стали: Справ. изд. Молотиллов Б.В., Миронов Л.В., Петренко А.Г. и др. – М.: Металлургия, 1989, - 168 с.

Поступила 29.08.2005

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ НАДЕЖНОСТИ СЕКЦИЙ КОНДЕНСАТОРОВ С БУМАЖНО-КАСТОРОВОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Дубийчук О.Ю., Рудаков В.В., д.т.н., проф.  
НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко 47,  
тел.(057) 707-62-89, факс (057) 707-61-33, E-mail:valrudakov@kpi.kharkov.ua

*Приведені результати ресурсних випробувань секцій високовольтних імпульсних конденсаторів з паперово-касторовим діелектриком. Визначені залежності середнього ресурсу і середнього квадратичного відхилення для нормально-логіфімічного розподілу відмов від товщини діелектрика.*

*Приведены результаты ресурсных испытаний секций высоковольтных импульсных конденсаторов с бумажно-касторовым диэлектриком. Определены зависимости среднего ресурса и среднего квадратического отклонения для нормально-логарифмического распределения отказов от толщины диэлектрика.*

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Высоковольтные импульсные конденсаторы с бумажно-касторовой изоляцией достаточно широко применяются в высоковольтной импульсной технике [1, 2]. Причем, при сроках службы  $2 \cdot 10^4$  и более циклов заряд-разряд они не уступают бумажно-плёночным конденсаторам, а при больших сроках службы их преимущество становится более очевидным [3]. Поэтому определение надежности высоковольтных импульсных конденсаторов с бумажно-касторовой изоляцией и большим сроком службы (как правило, это конденсаторы для технологических установок) является актуальной задачей. Известно [4, 5], что закон распределения отказов секций импульсных конденсаторов описывается или законом Вейбулла или нормально-логарифмическим. Выберем в качестве показателей надежности математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение нормально-логарифмического закона распределения  $\sigma_{lg M}$ . Определяющим показателем является математическое ожидание  $(lg M)_c$ , где  $M$  - ресурс в циклах заряд-разряд. Известно [1,4,6,7], что при больших значениях ресурса

$$(lg M)_c = n \cdot lg E, \quad (1)$$

где  $E$  – напряженность электрического поля между обкладками,  $n = 5 \div 8$ .

При этом разрушение диэлектрика наиболее интенсивно развивается у края обкладок. А число слоев бумажного диэлектрика между обкладками выбирают не менее 4, поскольку наибольшая кратковременная электрическая прочность соответствует числу слоев 5-7. При меньшем числе слоев увеличивается вероятность совпадения слабых мест и электрическая прочность уменьшается. Причем, чем меньше толщина листа бумаги, тем больше число токопроводящих включений (слабых мест) на единицу площади листа бумаги [8]. При большем числе слоев бумаги электрическая прочность падает из-за краевых эффектов. На основании этих соображений сложилась практика выбора числа слоев 6-8 для большинства конструкций конденсаторов. Редкие исследования зависимости ресурса для большей толщины диэлектрика [9], показали, что ресурс уменьшается, однако не в такой сильной степени, как ожидалось теоретически. Этот эффект связан с увеличением числа слоев диэлектрика между обкладками с увеличением расстояния между обкладками (существенное влияние барьерного эффекта). Казалось бы, что увеличение толщины диэлектрика между обкладками не является путем по-

вышения надежности конденсатора. Однако, для высоковольтных конденсаторов на напряжение более 10кВ характерны схемы с последовательно соединенными внутри группами секций. При этом при технологическом допуске на емкость секций до 20% конструкции с более толстым диэлектриком между обкладками могут оказаться более надежными [10]. Для оценки надежности конденсаторов с последовательным соединением секций необходимо знать не только среднее математическое ожидание по ресурсу, но и среднее квадратическое отклонение в зависимости от толщины диэлектрика. Поскольку такие данные отсутствуют, а имеются только зависимости среднего квадратического отклонения от напряженности электрического поля, например, для конкретной толщины диэлектрика 80 мкм [11], то в данной работе сделана попытка восполнить этот пробел.

Целью настоящей работы является экспериментальное определение показателей надежности секций импульсных конденсаторов в герметичном и негерметичном корпусах с бумажно-касторовой изоляцией в зависимости от толщины изоляции в диапазоне от 32 мкм до 120 мкм.

### МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ

*1. Герметичные секции.* Оценка показателей надежности герметичных секций проведена по результатам записей в рабочем журнале. Значения ресурсов герметичных секций приведены в работе [12], а итоговые выводы опубликованы в работе [9].

Секции плоско-пластинчатого типа, запрессованные под одним давлением, имели один общий вывод, размещались в металлическом бачке с изоляционной крышкой, через которую были выведены герметично вывода от каждой секции и один общий вывод. Секции прошли термовакуумную обработку и пропитаны касторовым маслом в вакууме. В качестве диэлектрика применена конденсаторная бумага КОН-2 с толщиной листа 8 и 9 мкм, обкладки выполнены из алюминиевой фольги толщиной 11 мкм.

Испытания проводились в режиме: частота следования управляемых импульсов – 3 Гц, испытательная напряженность электрического поля 140кВ/мм, частота разрядного тока 100 кГц, декремент колебаний 1,38. Напряжение на секциях контролировалось киловольтметром С196 и омическим делителем напряжения с осциллографом С8-13. В табл. 1 приведены результаты ресурсных испытаний, на основании которых определены показатели надежности.

Таблица 1

Значения  $\lg M$  и  $\sigma_{\lg M}$  для герметичных секций

№ п/п	Толщина изоляции, мкм				
	32	40	54	64	72
1	4,448	4,577	4,273	4,513	4,386
2	4,751	4,702	4,278	4,549	4,34
3	4,754	4,79	4,322	4,577	4,352
4	4,754	4,85	4,369	4,594	4,422
5	4,789	4,905	4,411	4,662	4,364
6	4,829	4,967	4,51	4,684	4,44
7	4,86	5,016	4,607	-	4,3
8	4,912	5,073	4,659	-	4,542
9	4,943	5,076	-	-	-
10	4,975	-	-	-	-
11	5	-	-	-	-
12	5,026	-	-	-	-
13	5,056	-	-	-	-
14	5,058	-	-	-	-
15	5,067	-	-	-	-
16	5,246	-	-	-	-
$(\lg M)_c$	4,904	4,884	4,429	4,596	4,393
$\sigma_{\lg M}$	0,186	0,171	0,148	0,066	0,078

Разное число секций в эксперименте обусловлено условиями проведения эксперимента. В табл. 2 приведены значения емкости секций и число листов бумаги между обкладками для соответствующих толщин диэлектрика.

Таблица 2

Толщина диэлектрика, мкм	Среднее значение емкости, нФ	Число слоев диэлектрика
32	12.2	4
40	10.8	5
54	7.4	6
64	6.9	8
72	6.3	8

На рис. 1 представлена экспериментальная зависимость среднего ресурса в логарифмическом масштабе от толщины диэлектрика (кривая 1) и расчетно-экспериментальная зависимость (кривая 2), полученная путем введения расчетной поправки на число слоев диэлектрика к экспериментальной зависимости. Эта поправка основывается на экспериментальной зависимости ресурса  $M$  от числа слоев  $N$  [3], имеющей вид  $M \sim N$ . Для кривой 2 принято  $N = 4$ . Т.е. например, для толщины 72 мкм расчетно-экспериментальный средний ресурс составит  $M = 10^{4,393} / 2 = 12359 \cdot (N_{72} / N_{32} = 8/4 = 2)$ . Полагая, что зависимость ресурса от толщины диэлектрика имеет вид степенной функции

$$\lg M \sim -m(\lg d), \quad (2)$$

где  $d$  в мкм, определим значения  $m_1$  для кривой 1 и  $m_2$  для кривой 2 с учетом того, что вид выражение (2) соответствует линейной зависимости. Кривые 1 и 2 заменены линейными функциями (прямые 1\* и 2\*), построенными методом наименьших квадратов.

Значения  $m$  определены по формуле (2) и равны соответственно для прямой 1\*  $m_1 = 1,5$ , а для прямой 2\*  $m_2 = 2,4$ . На рис. 2 представлены зависимости среднего квадратического отклонения (кривая 1) и коэффициента вариации  $k$ , равного отношению среднего квадратического отклонения к математическому ожиданию  $k = \sigma_{\lg M} / (\lg M)_c$  (кривая 2), соответ-

ствующие данным табл. 1. Анализ кривых показывает (рис. 2), что среднее квадратическое отклонение и коэффициент вариации имеют минимум при толщине диэлектрика 64 мкм.

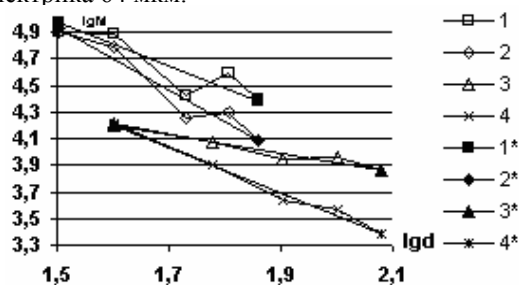


Рис. 1. Экспериментальные зависимости  $(\lg M)_{cp}$  от толщины диэлектрика  $\lg d$  для герметичных (1) и негерметичных (3) секций и приведенные к постоянному числу слоев диэлектрика (2) и (4) при  $N=4$

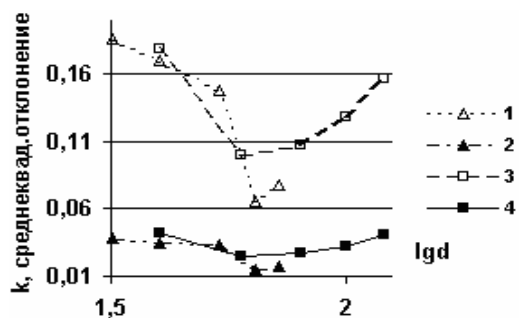


Рис. 2. Зависимости среднего квадратического отклонения  $\sigma_{\lg M}$  для герметичных (1) и негерметичных (3) секций и коэффициента вариации  $k$  от толщины диэлектрика

2. *Негерметичные секции.* В конструктивном плане негерметичные секции отличались от герметичных толщиной одного листа диэлектрика, которая составила 10 мкм, и толщиной фольги 9 мкм.

Кроме того, общая толщина диэлектрика секций составила 40, 60, 80, 100 и 120 мкм. Верхняя часть бака, в котором испытывались секции, была открыта для доступа атмосферного воздуха помещения. Также увеличено число испытываемых секций до 20 штук для каждой толщины диэлектрика. Испытания проводились в режиме: частота следования управляемых импульсов – 2 Гц, испытательная напряженность электрического поля 130 кВ/мм, частота разрядного тока 125 кГц, декремент колебаний 1,38. Для однородности проведения опытов секции испытывались поочередно для каждой толщины по 5 штук в каждой партии. Результаты ресурсных испытаний приведены в таблице 3, а зависимости ресурса от толщины диэлектрика (кривые 3, 4, и 3\*, 4\*), приведены на рис. 1. Соответственно на рис. 2 представлены зависимости среднего квадратического отклонения и коэффициента вариации (кривые 3, 4). Здесь также наблюдается минимум среднего квадратического отклонения и коэффициента вариации при толщине 60 мкм.

Значения  $m$  в выражении (2) для негерметичных секций определены для линейных аппроксимаций кривых 3 и 4 и равны соответственно для прямой 3\*  $m_1 = 0,72$ , а для прямой 4\*  $m_2 = 1,72$ .

В таблице 4 приведены средние значения емкости испытываемых секций и число слоев диэлектрика. Площадь обкладок одинакова.

## АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Зависимость среднего ресурса от толщины диэлектрика. В диапазоне изменения толщины диэлектрика 32-64 мкм среднее квадратическое отклонение существенно уменьшается при увеличении толщины диэлектрика как для герметичных так и для негерметичных секций (рис. 2). Физически это связано с уменьшением вероятности совпадения слабых мест слабых из-за увеличения числа слоев диэлектрика между обкладками и уменьшением разброса по ресурсу. При увеличении толщины диэлектрика свыше 64 мкм среднее квадратическое отклонение снова возрастает.

Таблица 3

Значения  $I_g M$  и  $\sigma_{I_g M}$  для негерметичных секций

№ п/п	Толщина изоляции, мкм				
	40	60	80	100	120
1	3,692	3,795	3,67	3,636	3,526
2	3,835	3,918	3,702	3,742	3,611
3	4,043	3,982	3,857	3,827	3,647
4	4,1	3,982	3,871	3,843	3,659
5	4,131	3,998	3,905	3,857	3,719
6	4,193	4,057	3,905	3,865	3,76
7	4,2	4,062	3,954	3,93	3,82
8	4,213	4,066	3,954	3,948	3,85
9	4,258	4,075	3,96	3,966	3,879
10	4,283	4,079	3,96	3,971	3,885
11	4,289	4,1	3,966	3,993	3,899
12	4,289	4,1	3,982	4,019	3,924
13	4,294	4,109	3,982	4,024	3,943
14	4,317	4,136	3,982	4,048	3,96
15	4,325	4,14	3,993	4,048	3,964
16	4,337	4,14	3,998	4,052	3,966
17	4,339	4,173	4,019	4,075	3,982
18	4,356	4,176	4,052	4,079	4,05
19	4,36	4,189	4,057	4,113	4,054
20	4,363	4,193	4,105	4,121	4,066
$(I_g M)_c$	4,211	4,074	3,944	3,958	3,858
$\sigma_{I_g M}$	0,179	0,1	0,107	0,129	0,157

Здесь преобладающим физическим эффектом является так называемый "краевой эффект", приводящий при равных значениях средней напряженности электрического поля к увеличению размеров "напряженного объема" на краях обкладок [11].

Таблица 4

Толщина диэлектрика, мкм	Среднее значение емкости, нФ	Число слоев диэлектрика
40	39,7	4
60	26,21	6
80	19,7	8
100	16,42	10
120	11,95	12

В результате увеличивается роль случайных факторов и вероятность разброса по ресурсу увеличивается. Значение показателя степени  $m$  для герметичных секций определено практически для падающего участка среднего квадратического отклонения, а для негерметичных секций во всем диапазоне толщины диэлектрика, т.е. для падающего и нарастающего участков. Имеет смысл определить  $m$  отдельно для каждого из участков. Необходимые вычисления дают значение показателя степени  $m=1,87$  для падающего участка среднего квадратического отклонения. Для нарастающего участка значение показателя степени практически не отличается от  $m$ , определенного для всего диапазо-

на толщин диэлектрика -  $m=1,72$ . Учитывая, что для герметичных секций число опытов не превышает 10 в большинстве опытов, а для негерметичных - 20, то целесообразно в качестве усредненного значения принять  $m=2,14$  при толщине диэлектрика менее 80 мкм и  $m=1,41$  при толщине диэлектрика более 80 мкм.

Если минимальное значение толщины диэлектрика ограничено приемлемым количеством листов бумаги (практически  $N_{\min}=4$ ), то верхнее значение толщины диэлектрика ограничено кратковременной электрической прочностью, обусловленной краевым эффектом [13]. Так, если электрическая прочность бумажно-касторовой изоляции толщиной 100 мкм из 10 листов бумаги составляет 200 кВ/мм, а толщиной 190 мкм - 156 кВ/мм, т.е. уменьшается пропорционально  $d^{0,5}$  [13], то для практически приемлемого значения электрической прочности 130 кВ/мм максимальная толщина диэлектрика составит 240 мкм. При коэффициенте запаса 1,5 возможный максимальный рабочий градиент при толщине 240 мкм может составить 85 кВ/мм. При этом ресурс не превысит 1000 циклов заряд-разряд.

Таким образом, ресурс секций с бумажно-касторовым диэлектриком имеет следующую зависимость от толщины диэлектрика при условии постоянства числа слоев диэлектрика между обкладками ( $N=const$ )

$$M \sim d^{-m}, \quad (3)$$

где  $m=2,14$  при  $d < 80$  мкм,  $m=1,41$  при  $240 > d \geq 80$  мкм. Использование толщины диэлектрика больше 240 мкм в практическом плане нецелесообразно из-за низкой электрической прочности. Кроме того, при больших значениях  $d$  необходимо учитывать увеличение длины закраины вдоль поверхности диэлектрика у края обкладок, что в конечном итоге может привести к некоторому уменьшению удельной энергии. Полученные результаты позволяют скорректировать рекомендации по выбору схемы соединения секций внутри конденсаторов, изложенные в работе [10].

*Оценка среднего квадратического отклонения.* Рассмотрим характер поведения коэффициента вариации в зависимости от числа испытываемых негерметичных образцов по мере фактического набора ими ресурса, т.е. в хронологическом порядке поступления информации. На рис. 3 приведены зависимости коэффициента вариации от числа испытываемых секций. Анализ кривых показывает, что количество секций до 10 штук недостаточно, чтобы достоверно судить об установившемся значении коэффициента вариации (практически среднего квадратического отклонения) при увеличении числа секций. Поэтому в качестве более достоверных значений среднего квадратического отклонения и коэффициента вариации следует использовать данные для негерметичных секций.

Нетрудно заметить, что минимальное значение среднего квадратического отклонения составляет  $\sim 0,1$  для толщины диэлектрика 60-80 мкм при испытательном градиенте 130 кВ/мм и, вероятно, не может быть меньше (рис.2). Близкое минимальное значение среднего квадратического отклонения получено в работе [14] для плоско-пластинчатых секций  $\sigma_{I_g M} = 0,128$ , но для числа образцов менее 10. В работе [12] при испытании секций большой емкости 13 мкФ при испытательной напряженности поля 114 кВ/мм и толщине диэлектрика 70 мкм из семи листов

бумаги КОН-3М получено значение  $\sigma_{lgM} = 0,0995$  для числа секций, равном 13. Таким образом, для толщины диэлектрика 60-68 мкм при напряженности электрического поля менее 130 кВ/мм значение  $\sigma_{lgM}$  постоянно и составляет 0,1.

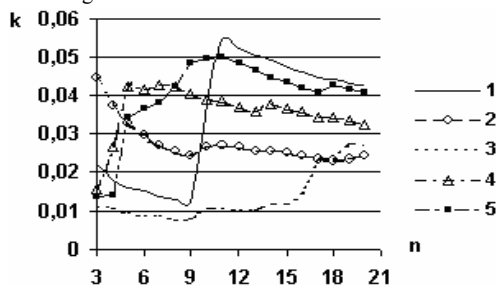


Рис. 3. Зависимости коэффициента вариации  $k$  от числа испытываемых негерметичных секций. 1-  $d=40$  мкм, 2-  $d=60$  мкм, 3-  $d=80$  мкм, 4-  $d=100$  мкм, 5-  $d=120$  мкм

Анализ поведения зависимости  $\sigma_{lgM}$  от  $d$  показывает (рис. 2), что с уменьшением толщины диэлектрика при  $d < 60$  мкм  $\sigma_{lgM} \sim (60/d)^{1,5}$ , а при  $d > 80$  мкм  $\sigma_{lgM} \sim (d/80)$  при условии, что  $E=130$  кВ/мм.

Как изменяется  $\sigma_{lgM}$  от напряженности электрического поля? На рис. 4 приведена зависимость среднего квадратического отклонения от напряженности электрического поля, построенная по результатам работы [4]. В работе [4] приведены функции распределения по ресурсу плоско-мотанных секций с толщиной диэлектрика 80 мкм из 8 слоев бумаги КОН-2, пропитанной касторовым маслом при напряженностях поля 80,100,125,140,160 и 180 кВ/мм. Режим испытаний: частота следования импульсов – не более 1 Гц, частота разрядного тока 125 кГц, декремент колебаний 1,38. Число испытываемых образцов – не менее 20 для каждого значения напряженности электрического поля.

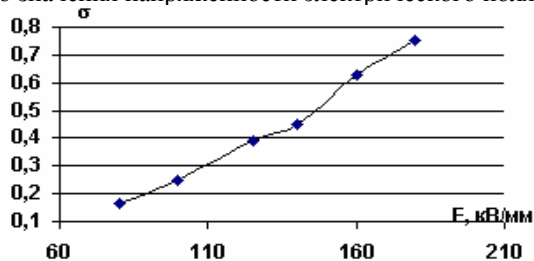


Рис. 4. Зависимость среднего квадратического отклонения (нормально-логарифмический закон распределения) от напряженности поля, построенная на основании результатов работы [4]

Значения  $\sigma_{lgM}$  отличаются в 3–4 раза по сравнению с полученными в данной работе результатами. Так, например, для напряженности электрического поля 125 кВ/мм  $\sigma_{lgM} = 0,388$ , а для плоскопластинчатых секций при напряженности электрического поля 130кВ/мм  $\sigma_{lgM} = 0,107$  (табл. 3) для такой же толщины диэлектрика 80 мкм.

Столь существенное отличие вызвано, в большей степени, наличием в плоско-мотанных секциях вкладных выводов. Доказательство этого факта находим в работе [12]. Наряду с испытаниями плоскопластинчатых секций большой емкости в работе [12]

проведены испытания плоско-мотанных секций с вкладными выводами. Секции обеих конструкций прошли одинаковый цикл сушки и пропитки. В результате испытаний средний ресурс секций отличался незначительно (~21000 и ~22000 импульсов), а среднее квадратическое отклонение плоско-мотанных секций в 3,36 раза превысило среднее квадратическое отклонение плоско-пластинчатых. При анализе мест пробоев, обнаружено, что около 30% разрушения изоляции плоско-мотанных секций произошло в местах расположения вкладных выводов.

Если абсолютные значения среднеквадратичных отклонения обоих типов секций отличаются существенно, то характер поведения зависимости  $\sigma_{lgM}$  от напряженности электрического поля не должен существенно отличаться. Анализ поведения зависимости показывает (рис. 4), что  $\sigma_{lgM} \sim E^2$  при  $d = 80$  мкм. Такой же характер зависимости  $\sigma_{lgM}$  от  $E$  будет наблюдаться при применении плоско-пластинчатых секций, но с меньшими абсолютными значениями среднего квадратического отклонения.

Характер поведения  $\sigma_{lgM}$  от  $E$  и от  $d$  имеет одну и ту же физическую природу и обусловлен краевыми эффектами. Известно, что напряженность электрического поля в равноудаленных от края обкладок точках пропорциональна  $\sqrt{d}$  [4, 11]. Если разрушение диэлектрика происходит на краях обкладок, то такие зависимости должны проявляться. Поэтому, если  $\sigma_{lgM} \sim E^2$ , то  $\sigma_{lgM}$  должно быть прямо пропорционально  $d$ , что и наблюдается при анализе результатов при  $d > 80$  мкм (рис. 2).

На основании приведенных рассуждений построим зависимости среднего квадратического отклонения от толщины диэлектрика при  $80 < d < 240$  мкм для различных уровней напряженности электрического поля (рис. 5).

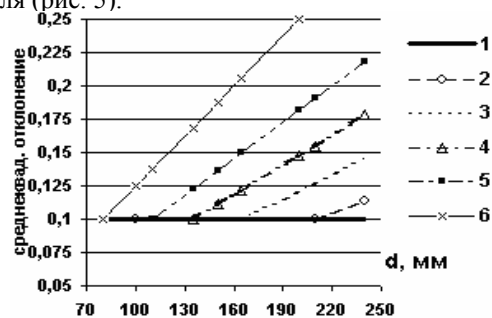


Рис. 5. Расчетно-экспериментальные зависимости  $\sigma_{lgM}$  от толщины диэлектрика: 1-  $E=75$  кВ/мм, 2- 80 кВ/мм, 3- 90 кВ/мм, 4- 100 кВ/мм, 5 – 110 кВ/мм, 6 – 130 кВ/мм

В случае, когда  $d < 60$  мкм, примем в первом приближении, что среднее квадратическое отклонение не зависит от напряженности электрического поля, поскольку разброс по ресурсу определяется числом токопроводящих включений в слое бумаги и вероятностью их совпадения при малом числе слоев. Левую ветвь кривой  $\sigma_{lgM}$  при  $d < 60$  мкм (рис. 2) можно аппроксимировать следующим выражением

$$\sigma_{lgM} = 0,1 \cdot (60/d)^{1,5}, \quad (4)$$

где  $d$  в мкм.

Таким образом, полученные результаты позволяют уточнить полученные в работе [10] формулы для оценки ресурса конденсаторов с последовательно соединенными секциями с учетом технологического разброса по емкостям.

Формула по определению отношения средних ресурсов двух конденсаторов с различными последовательной схемой включения и толщиной диэлектрика, приведенная в работе [10], уточняется при  $d < 80$  мкм путем изменения показателя степени при сомножителе, представляющем отношение толщин диэлектрика,

$$\frac{M_1}{M_2} = \left( \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^{6,5} \cdot \left( \frac{d_2}{d_1} \right)^{2,14} \cdot \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \cdot \left( \frac{1+\gamma_2}{1+\gamma_1} \right)^{3,25}, \quad (5)$$

где  $\eta = \frac{n \cdot (1 + 0,01 \cdot k_1)}{(n-1) \cdot (1 - 0,01 \cdot k_2) + 1 + 0,01 \cdot k_1}$  - коэффициент, показывающий во сколько раз напряжение на секции с минимальным значением емкости превышает номинальное;  $k_1$  - превышение (положительный допуск) значения ёмкости каждой из  $(n-1)$  последовательно включенных и равных между собой емкостей секций конденсатора относительно номинального значения, (%);  $k_2$  - занижение (отрицательный допуск) номинального значения ёмкости  $n$ -й секции, (%);  $M_1, M_2, d_1, d_2, \gamma_1, \gamma_2, N_1, N_2$  - соответственно ресурс, толщина диэлектрика, отношение толщины обкладки к толщине диэлектрика, число слоев бумаги между обкладками 1-го и 2-го конденсаторов.

При этом среднее квадратическое отклонение по ресурсу нормально-логарифмического закона распределения будет определяться по формуле (4) при  $d \leq 60$  мкм, а при  $60 < d < 80$  мкм  $\sigma_{lg M} = 0,1$ .

Для  $d \geq 80$  мкм выражение (5) будет иметь вид

$$\frac{M_1}{M_2} = \left( \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^{6,5} \cdot \left( \frac{d_2}{d_1} \right)^{1,72} \cdot \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \cdot \left( \frac{1+\gamma_2}{1+\gamma_1} \right)^{3,25}, \quad (6)$$

а среднее квадратическое отклонение определяется в зависимости от напряженности электрического поля и толщины диэлектрика по рис. 5.

Следует отметить, что если вычисленные значения  $M_1/M_2$  будут меньше единицы при  $d_2 < d_1$ , то необходимо провести дополнительную проверку с учетом того, что в формулах (5) и (6) при расчете  $m$  не учтено различие в величине запасаемой энергии испытанных секций. Рассмотрение вариантов выбора оптимальной конструкции конденсатора с использованием полученных формул с учетом экспериментально определенных показателей надежности является предметом отдельной статьи.

## ВЫВОДЫ

1. Уточнены значения показателя степени в формуле степенной зависимости ресурса от толщины диэлектрика. При толщине диэлектрика менее 80 мкм показатель степени равен  $m = 2,14$  и при толщине диэлектрика более 80 мкм  $m = 1,72$  при условии равенства числа слоев диэлектрика.

2. Среднее квадратическое отклонение нормально-логарифмического закона распределения по ресурсу имеет минимум, равный 0,1 при толщине диэлектрика 60-80 мкм. При уменьшении толщины диэлектрика среднее квадратическое отклонение растет пропорционально  $(60/d)^{1,5}$ , а при увеличении толщины диэлектри-

ка может оставаться постоянным или увеличиваться в зависимости от напряженности электрического поля пропорционально  $(d/80)$  в соответствии с рис. 5.

3. Показано, что среднее квадратическое отклонение, определенное по результатам испытаний числа образцов, менее 10, может существенно отличаться от аналогичных значений, определенных при числе образцов, равном 20.

4. При толщине изоляции менее ~70 мкм ресурс герметичных секций превышает ресурс негерметичных секций в 2,5-3,5 раза.

5. Уточнены формулы для сравнительного анализа ресурсов конденсаторов с последовательным соединением секций.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Техника высоких напряжений: Учебник для вузов/ И.М. Богатенков, Ю.Н. Бочаров, Н.И. Гумерова, Г.М. Иванов и др.; Под ред. Г.С. Кучинского.- С.Пб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отделение, 2003.-608 с.
- [2] Онищенко Л.И., Гулько В.И., Гребенников И.Ю. Высоковольтные импульсные конденсаторы для генераторов импульсных токов и напряжения//Электротехника. - 2000. -№12. -С. 58-59.
- [3] Кравченко В.П., Рудаков В.В. Пути улучшения удельных характеристик высоковольтных импульсных конденсаторов // Вісник НТУ "ХПИ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика.- Харків. НТУ "ХПИ" 2001.-№16.-С. 102-105.
- [4] Кучинский Г.С. Частичные разряды в высоковольтных конструкциях. - Л.: Энергия, 1979. -224 с.
- [5] Рудаков В.В., Бондина Н.Н., Альбова И.М., Козлов Ю.Г. Статистическая обработка результатов ресурсных испытаний электрической изоляции конденсаторов // Техническая электродинамика. -1998. -Спецвыпуск. - С.106-112.
- [6] Справочник по электрическим конденсаторам/Берзан В.П., Геликман Б.Ю. и др./Под ред. Ермуратского В.В. -Кишнев.: Штиица, 1982. -310 с.
- [7] Расчет эксплуатационных характеристик и применение электрических конденсаторов /Беленький Б.П., Бондаренко П.Н. и др. -М.: Радио и связь, 1988. -240 с.
- [8] Бойко Н.И., Рудаков В.В. Проблема чистых помещений в силовом конденсаторостроении. Доклады международной конференции АСИНКОМ. - Киев. -1996.-С.
- [9] Rudakov V.V. Service live of pulsed capacitors operated under increased gradients of electrical field // Proc. 10-th Intern. Symp. H.V.E. -Montreal, Quebec (Canada). -1997. - v.2. Rep. №3497.
- [10] Дубийчук О.Ю., Рудаков В.В., Рудаков С.В. Влияние технологического допуска по емкости на схему соединения секций высоковольтных импульсных конденсаторов. Вісник НТУ "ХПИ".-Харків:НТУ "ХПИ", 2004.- №35.-С. 136-143.
- [11] Рудаков В.В. Механизм разрушения конденсаторной изоляции // Техническая электродинамика. -1998. -№6. - С. 10-15.
- [12] Рудаков В.В. Сильные электрические поля в конденсаторных конструкциях и усовершенствование высоковольтных силовых конденсаторов. Дис. ... докт. техн. наук., 05.09.13 – Харьков, 1999.-426с.
- [13] Рудаков В.В. Эффективность экранирования конденсаторной обкладки // Электричество. -1985. -№1. -С. 71-73.
- [14] Беспалов В.Д., Конотоп В.В. Ресурсные испытания конденсаторов в импульсном режиме// Электротехника.- 1974.-№1.-С. 51-54.

Поступила 24.06.2004

## ОЦІНКА РОЗРЯДНИХ НАПРУГ ПО ВЕЛИЧИНІ СТРУМУ ВИТОКУ ІЗОЛЯТОРІВ, ЩО ЗНАХОДЯТЬСЯ ПІД РОБОЧОЮ НАПРУГОЮ

Котиш А.І., к.т.н., доц.

Кіровоградський національний технічний університет

Україна, 25006, Кіровоград, пр-т Університетський 8, КНТУ, кафедра "Електротехнічні системи"

тел. (0522) 597-461, E-mail: epp@kdtu.kg.ua

*Запропоновано метод визначення розрядної міцності підстанційної ізоляції на основі виведеної функціональної залежності між струмом витоку ізолятора і його розрядною напругою.*

*Предложен метод определения разрядной прочности подстанции изоляции на основании выведенной функциональной зависимости между током утечки изолятора и его разрядным напряжением.*

Правильне уявлення про фізичну природу розвитку розряду по поверхні забруднених ізоляторів вкрай необхідно не тільки для ґрунтовного вибору оптимальної конструкції ізоляторів, а й для підвищення надійності їх експлуатації (проведення профілактичних заходів при появі несприятливих передрозрядних явищ).

В теперішній час існує біля 300 теорій перекриття ізоляторів, однак в більшості випадків вивчення процесів розвитку розряду по забрудненій і зволоженій поверхні здійснюється експериментально [1, 2].

Оцінкою розрядних напруг при рівномірному забрудненні може правити величина поверхневої провідності. Цей параметр зручно використовувати для зрівняння характеристик різних видів забруднень. Але при нерівномірному забрудненні, яке як правило має місце в умовах експлуатації ізоляторів відкритих розподільчих пристроїв (ВРП) підстанцій, цей параметр не може однозначно характеризувати розрядну напругу ізоляторів [3], тому необхідно вишукувати інший параметр більш зручний і універсальний, який би дозволяв здійснювати контроль небезпеки перекриття ізоляторів ВРП за певних обставин.

В цілому механізм перекриття ізолятора можливо представити таким чином. Під дією прикладеної до ізолятора напруги на зволоженому шарі забруднення відбувається безперервний процес встановлення струму витоку. При збільшенні прикладеної до ізоляторів напруги на 10...70%, що в експлуатації може бути пов'язано з регулюванням напруги в мережі або із замиканням на землю, струм витоку зростає. Оскільки ізолятори вздовж шляху витоку мають змінний діаметр, а також нерівномірну щільність забруднення, то щільність струмів витоку в окремих зонах різна. В місцях з більшою щільністю опір шару забруднення внаслідок найбільш інтенсивного підсушування збільшується. Падіння напруги й виділення тепла на цих ділянках зростають, що призводить до подальшого збільшення опору шару забруднення. В результаті цього лінійність розподілення напруги по забрудненій поверхні ізолятора різко порушується.

Значне підвищення напруги на підсушених ділянках викликає виникнення часткових розрядів. При цьому на поверхні ізолятора помітно велику кількість розрядів синього кольору.

При подальшому збільшенні напруги прикладеної до ізолятора в 2...3,5 рази, що в реальних умовах може бути обумовлено дуговими або комутаційними перенапругами в мережі, часткові розряди шунтують підсушені зони і набувають дугового характеру. В цьому випадку спостерігаються значні стрибки струмів витоку, які є причиною утворення стійких часткових дуг. Дуга розтягується аж до повного перекриття ізолятора.

На розрядну напругу ізоляторів окрім факторів навколишнього середовища впливають ще й випадкові фактори, пов'язані з виникненням і розвитком розряду [4]. Тому розрядна напруга є випадковою величиною, яка підпорядковується статистичним законам. Експерименти показали, що значення розрядних напруг опорних ізоляторів відповідають нормальному закону розподілення. Інтегральна функція розподілення імовірності виникнення розряду при напрузі  $U$  описується рівнянням

$$p(U) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2} \cdot \pi} \int_{-\infty}^U \frac{e^{-\frac{(U-\bar{U})^2}{2\sigma^2}}}{\sigma} dU, \quad (1)$$

$$\text{де} \quad \sigma = \sqrt{\frac{\sum (\bar{U}-U)^2}{N-1}}; \quad (2)$$

$\bar{U}$  - значення розрядної напруги, що відповідає 50%-вої імовірності, визначається у відповідності ГОСТ 10390-86;  $\sigma$  - середньоквадратичне відхилення розрядних напруг від 50%-вої величини;  $N$  - кількість дослідів.

Імовірність того, що відхилення розрядних напруг від  $\bar{U}$  буде перевищувати  $\beta \cdot \sigma$

$$p \cdot (U - \bar{U}) \geq \beta \cdot \sigma \quad (3)$$

для  $2 \cdot \sigma$  складає 0,0455, а для  $3 \cdot \sigma$  дорівнює 0,0027. Імовірність того, що розряд відбудеться при напрузі  $U \leq (\bar{U} - 2 \cdot \sigma)$  дорівнює 0,023, а при напрузі  $U \leq (\bar{U} - 3 \cdot \sigma)$  складає 0,00135. В подальшому, для оцінки найменшої розрядної напруги буде використовуватися саме цей вираз

$$U_{\min} = \bar{U} - 3 \cdot \sigma \quad (4)$$

бо імовірність розряду при меншій напрузі практично дорівнює нулю.

Процес розвитку розряду на всіх його стадіях, як



зазначалося вище, визначається станом поверхневого шару ізолятора, але з іншого боку цей стан визначає струм витоку [4]. Тому представляється необхідним виведення функціональної залежності розрядних напруг від струму витоку опорних ізоляторів 10 - 35 кВ, що знаходяться під робочою напругою. Для цього були використані методи регресійного та кореляційного аналізу.

На основі експериментальних даних була побудована емпірична лінія регресії й зроблено висновок про те, що вишукувана залежність може бути записана у вигляді поліному

$$y = b_0 + b_1 \cdot x + b_2 \cdot x^2 + \dots + b_k \cdot x^k \quad (5)$$

Як критерій при розрахунку розглядалася залишкова дисперсія

$$S_k^2 = \frac{\sum_{i=1}^N (y_i - \hat{y}_i)^2}{N - L} \quad (6)$$

де  $y_i$  - експериментальне значення функції;  $\hat{y}_i$  - теоретичне значення функції;  $N$  - кількість дослідів;  $L$  - кількість коефіцієнтів регресії.

Як тільки при переході від  $k$ -ої степені поліному до  $(k+1)$ -ої залишкова дисперсія  $S_{k+1}^2$  ставала значно більшою за  $S_k^2$ , збільшення степені припинялось.

Значимість різниці між  $S_k^2$  та  $S_{k+1}^2$  перевірялась за критерієм Фішера

В результаті проведених розрахунків було отримано рівняння регресії, яке має вигляд

$$Y = 122,56 - 60,83 \cdot X + 14,9 \cdot X^2 - 1,28 \cdot X^3 \quad (7)$$

Для здобутого рівняння регресії (7) на рис. 1 зображений графік залежності 50%- розрядних напруг від струму витоку ізолятора, що знаходиться під робочою напругою. Залежність (7) дозволяє визначити розрядну напругу по відомому струму витоку й порівняти її з величиною перенапруги, визначаючи при цьому міру небезпеки стану поверхневого шару ізолятора.

Виходячи з того, що найбільш розповсюдженим видом пошкодження є однофазні замикання на землю, 70% котрих супроводжуються появою електричної дуги приймаючи величину, виникаючих при цьому перенапруг в мережах 10-35 кВ - 3...3,2 Uф, можливо оцінити з точки зору небезпеки перекриття мінімальне значення струму витоку ізолятора.

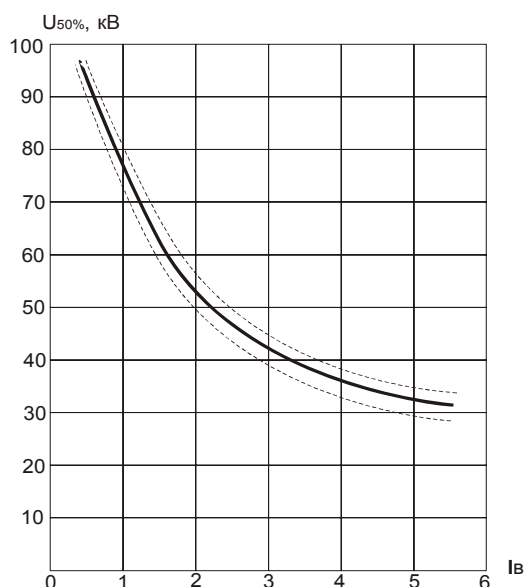


Рис. 1. Залежність розрядних напруг від струму витоку опорного ізолятора ВРП (пунктиром вказані довірчі інтервали)

Підставляючи в рівняння регресії (7) вираз (4) та значення  $U_{\min} = 3,2U_{\text{ф}}$ ,  $\sigma = 4,927$  (визначене у відповідності (3)) отримуємо наступне рівняння

$$1,28 \cdot X^3 - 14,9 \cdot X^2 + 60,83 \cdot X - 43,76 = 0 \quad (8)$$

Вирішуючи це рівняння отримуємо, що  $I_{\text{в.}\min} = 0,904$  мА.

Використовуючи отримане значення  $I_{\text{в.}\min}$  та криву (рис. 1) можливо оцінити небезпеку перекриття ізоляторів 35 кВ в залежності від впливу факторів навколишнього середовища. Так наприклад, для ізолятора, струм витоку якого становить 4 мА, значення 50% розрядної напруги становитиме приблизно 33-35 кВ. В цьому випадку імовірність перекриття ізолятора висока і вживання заходів, щодо запобігання перекриття було б своєчасне.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Котиш А.І. Дослідження процесів поверхневого перекриття опорних ізоляторів 10-35 кВ в функції струму витоку // Вісник НТУ "ХПІ", Тем. вип. Електроенергетика і перетворююча техніка. - Харків: НТУ "ХПІ". - №7. - 2004. - С. 133-138.
- [2] Котиш А.І., Гарасьова Н.Ю. Оцінка визначення ізолюючої спроможності опорних ізоляторів за струмами витоку // Збірник наукових праць Кіровоградського національного технічного університету / Вип. 15. - Кіровоград: КНТУ, 2004. - С. 123-126.
- [3] Электрические изоляторы / Н.С. Костюков, Н.В. Минаков, В.А. Князев и др.; Под ред. Н.С. Костюкова. - М.: Энергоатомиздат, 1984. - 296 с.
- [4] Котиш А.І. Автоматизовані засоби технічної діагностики та електричного контролю за станом ізоляції в сільських електричних мережах: Автореф. дис. к-та техн. наук: 05.11.13 /НТУ "ХПІ" - Харків, 2001. - 17 с.

Надійшла 02.09.2005

## Список авторів

<b>Б</b>		<b>М</b>	
Баранов Михаил Иванович .....	5	Матусевич Владимир Анатольевич .....	33
Бранспиз Юрий Адольфович .....	17, 58	Мишин Владимир Иванович .....	36
<b>В</b>		<b>П</b>	
Василів Карл Миколайович .....	21	Пантелят Михаил Гарриевич .....	54
Васьковский Юрий Николаевич .....	28	Пентегов Игорь Владимирович .....	66
<b>Г</b>		Поляченко Елена Юрьевна .....	58
Гайденко Юрий Антонович .....	28	Попович Александр Миколайович .....	42
Галіновський Олександр Михайлович .....	21	Пшеничный Андрей Николаевич .....	17
Гетя Андрей Николаевич .....	33	<b>Р</b>	
Головань Иван Васильевич .....	42	Радимов Игорь Николаевич .....	51
Горбачев Модест Николаевич .....	61	Рудаков Валерий Васильевич .....	71
Гуревич Владимир Игоревич (Gurevich V.) .....	12	Руденко Елена Константиновна .....	54
<b>Д</b>		Рымар Сергей Владимирович .....	47
Дранников Андрей Алексеевич .....	58	Рымша Виталий Викторович .....	51
Дубийчук Олег Юрьевич .....	71	<b>Ц</b>	
<b>З</b>		Цивинский Сергей Станиславович .....	28
Загирняк Михаил Васильевич .....	17	<b>Ч</b>	
Зозулин Юрий Васильевич .....	54	Чан Тхи Тху Хыонг .....	51
<b>К</b>		Чуенко Роман Николаевич .....	36
Котиш Андрій Іванович .....	76	<b>Ш</b>	
Красножон Андрей Васильевич .....	66	Шарабан Юрий Владимирович .....	33
Кулинич Андрей Николаевич .....	36	Шульженко Николай Григорьевич .....	54

# Abstracts

## **ELECTROENGINEERING: Prominent events and great names**

*Baranov M.I.*

**Heinrich Rudolf Hertz was the first to discover electromagnetic waves.**

The paper presents a brief historical overview of Hertz's discovery of electromagnetic waves and

5 further triumph of Maxwell's electromagnetic field theory.

*Key words* – history, theory, discovery, electromagnetic wave, electromagnetic field.

## **Electrical Mashines and Apparatus**

*Gurevich V.*

**Nonconformance in electromechanical output relays of microprocessor-based protection devices under actual operating conditions.**

Microprocessor-based protection relays are gradually driving out traditional electromechanical and even electronic protection devices from virtually all fields of power and electrical engineering. In this paper, one of many problems of microprocessor-based relays is discussed: nonconformance of miniature electromechanical output relays under actual operation conditions: switching inductive loads (with tripping CB coils or lockout relay coils) at 220 VDC, and "dry" switching of some control circuits. We suggest a simple and very reliable solution to this problem: an electronic amplifier for increase in switching ability of the output relays.

*Key words* – microprocessor-based protection relay, electromechanical output relay, actual operating conditions, nonconformance.

*Branspiz Yu.A., Zagirnyak M.V., Pshenichniy A.N.*

**Account of magnetic properties of shell-type electromagnet magnetic circuit material in calculation of tractive characteristic.**

It is shown that use of a single-loop equivalent circuit of a shell-type electromagnet magnetic circuit makes it possible to take into account magnetic properties of the electromagnet magnetic circuit material in calculation of traction force according to a proposed method.

*Key words* – equivalent circuit, vector potential, traction force.

*Vasylyv K.M., Galinovskiy O.M.*

**Analysis of dynamic processes in a self-contained electric system based on an asynchronous motor with a noncontact cascade three-phase-three-phase modulated driver and a commutator under scheme-zero in active-inductive load operation.**

The paper presents analysis of dynamic electromagnetic processes in a self-contained electric system based on an asynchronous motor with a noncontact cascade three-phase-three-phase modulated driver and a commutator according to scheme-zero under active-inductive load operation. The basic mechanisms of the dynamic electromagnetic processes are revealed subject to the modulator circuit and commutator control system parameters.

12 *Key words* – dynamic electromagnetic process, self-contained electric system, asynchronous motor, analysis.

*Vas'kovskiy Yu.N., Gaidenko Yu.A., Tsivin-skiy S.S.*

**Integral characterization of electrical machines with electromagnetic field theory methods**

An asynchronous motor and a synchronous generator are used as examples to introduce techniques and algorithms of electromagnetic field theory method based calculation of integral characteristics of electrical machines. Direct field analysis is shown to allow improvement of mathematical simulation veracity for electrical machine characterization.

*Key words* – integral characteristics, electrical machine, electromagnetic field theory methods, direct field analysis, calculation.

*Matusевич V.A., Getya A.N., Sharaban Yu.V.*

**Application of high-coercitivity permanent magnets in aircraft units.**

17 In the article, aircraft units in which permanent magnets are applied are considered. Operation conditions for the units and the permanent magnets are given. Technical requirements to materials of the permanent magnets are specified subject to their particular applications in aeronautical equipment.

*Key words* – permanent magnet, brushless motor, aircraft unit, pump, electromechanical actuator.

*Mishin V.I., Chuenko R.N., Kulinich A.N.*

**Principle of compensated induction motor characteristics calculation in asymmetric modes.**

21 A technique and principle of asymmetric operation conditions calculation for a compensated induction motor operation are considered for comparative characterization with a commercial squirrel-cage induction motor.

*Key words* – compensated induction motor, characteristic, asymmetric operation conditions, calculation technique.

*Popovich A.M., Golovan I.V.*

**A mathematical model for calculation of starting characteristics of induction motors allowing for equivalent loss contours in the stator and rotor steel.**

A mathematical model of an induction motor that takes into account equivalent eddy-current loss contours in the stator and rotor steel is elaborated.

28

33

36

42

The model is intended for construction of starting characteristics of induction motors with the rotor's frequency dependent parameters.

*Key words* – induction motor, starting characteristics, eddy-current losses in steel.

*Rymar S.V.*

**On optimization of three-phase and three-phase –two-phase multiwinding transformers and autotransformers.**

The paper presents the basic approaches for development of an optimization model of three-phase and three-phase – two-phase transformers and autotransformers of current harmonics suppressors. An introduced pilot model allows designing weight-, volume- and cost-optimum multi-winding transformers and autotransformers. The material given will be useful to experts in the field of electromechanics, electrical networks and transforming engineering.

*Key words* – three-phase and three-phase – two-phase transformers and autotransformers, optimization, current harmonics suppressor, optimization model.

*Rimsha V.V., Radimov I.N., Chan Txi Txu Chiong* 51  
**Radial forces in switched reluctance motors.**

Results of calculation of radial forces resulting from rotor eccentricity in two variants of a 4-phase switched

reluctance motor (SRM) with the number of poles 8/6 and 16/12 are given. It is shown that SRM design with the number of poles 16/12 is preferable by a minimum radial forces criterion.

*Key words* – switched reluctance motor, magnetic field, electromagnetic forces, rotor eccentricity. 47

*Shulzhenko N.G., Zozulin Ju.V., Pantelyat M.G., Rudenko E.K.* 54

**Additional losses in a turbogenerator rotor under long-time unbalanced load.**

2D FEM computer simulation of electromagnetic processes in a 300 MW synchronous turbogenerator rotor under long-time unbalanced load is carried out. Effect of slot wedge material on additional losses in rotor with neglect of contact phenomena is studied. It is demonstrated that utilization of titanium wedges is preferable in comparison with duralumin ones.

*Key words* – turbogenerator rotor, wedge, negative-sequence currents, electromagnetic field, current density, additional losses, finite element method.

## Electrical Engineering: Theory

*Branspiz Yu.A., Polyachenko E.Yu., Dranikov A.A.*

**Features of conformal mapping of external region of a bipolar system of symmetric C-type poles.**

It is shown that at conformal mapping of symmetric C-type poles, co-ordinates of corresponding points after the mapping can be found via numerical solution of a transcendental equation that is identical in notation for symmetric points.

*Key words* – conformal mapping, bipolar system, symmetric C-type poles, transcendental equation.

*Gorbachev M.N.*

**The state-of-the-art and problems of development of electric circuit theory as a part of physics.**

The paper analyses the state-of-the-art of general electric circuit theory in comparison with

physics and mathematics and formulates problems and prospects of development of the electric circuit theory as a part of physics. 58

*Key words* – electric circuit theory, state-of-the-art, development.

*Pentegov I.V., Krasnozhon A.V.* 66

**Universal approximation of magnetization curves for electrical steels.**

A new universal approximation of magnetization curves for electrical steels is proposed in the form of a smooth curve within the whole range of magnetic field strength variation. The approximation is easy to use in analytical applications and allows high-accuracy reproduction of the magnetization curves.

*Key words* – magnetization curve, electrical steel, approximation.

61

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

*Dubiyshuk O.Yu., Rudakov V.V.*

**Experimental determination of reliability indices of paper-castor-insulated capacitor sections.**

Results of longevity testing of high-voltage impulse capacitor sections with paper-castor dielectric are given. Mean life and standard deviation for normal logarithmic failure distribution are found as function of the dielectric thickness.

*Key words* – high-voltage impulse capacitor, paper-castor dielectric, longevity test, reliability indices.

71

*Kotysh A.I.* 76

**Estimation of discharge voltage through insulator leakage currents under operating voltage.**

The paper presents a technique for substation insulation strength determination based on a derived functional relationship between the insulator leakage current and its discharge voltage.

*Key words* – insulation, leakage current, discharge voltage.

# ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ 2005 РОКУ

## №1

<b>Баранов М.И.</b>	Джеймс Клерк Максвелл и теория электромагнитного поля	5
<b>Беспрозванных А.В.</b>	Проявление нелинейных эффектов в оптических волокнах	8
<b>Болух В.Ф. Болух Е.Г.</b>	Оценка эффективности силового импульсного преобразователя индукционного типа с криорезистивными обмотками	14
<b>Верхола А.В.</b>	Анализ погрешности, возникающей при расчёте электрического сопротивления обмотки электрического аппарата	20
<b>Галайко Л.П.</b>	Имитационное моделирование установившихся режимов работы вентильно-индукторного двигателя	24
<b>Гилёв А.А.</b>	Возможность создания синхронных выключателей на базе современных вакуумных камер	27
<b>Голенков Г.М.</b>	Математичне моделювання перехідних процесів лінійних асинхронних електродвигунів	29
<b>Головань В.І., Головань І.В.</b>	Системний аналіз асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора	32
<b>Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н.</b>	Свойства многофазных обмоток с максимальной симметрией	38
<b>Заблодский Н.Н.</b>	Нелинейность тепломеханических нагрузок шнекового электротепломеханического преобразователя	41
<b>Канюк Г.И. Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.</b>	Гидравлические исполнительные механизмы для быстродействующих прецизионных электронно-гидравлических следящих систем (ЭГСС)	44
<b>Конохов Н.Н.</b>	Анализ концепций развития конструкции крупных взрывозащищенных электродвигателей	47
<b>Ларин А.М., Наумов О.Е.</b>	Определение частотных характеристик асинхронных машин из опытов включения их в сеть на две фазы	51
<b>Папазов Ю.Н., Чувашев В.А., Васьковский Ю.Н., Гайденко Ю.А.</b>	Анализ механических характеристик короткозамкнутых асинхронных электродвигателей методами теории электромагнитного поля	55
<b>Полковниченко Д.В.</b>	Послеремонтная оценка технического состояния короткозамкнутых асинхронных электродвигателей	59
<b>Стройников В.Г.</b>	Динамическая погрешность встроенной температурной защиты электродвигателей переменного тока	63
<b>Ткачук В.І., Біляковський І.Є., Бурштинський М.В.</b>	Керований електропривод транспортних засобів на базі вентильних електродвигунів	67
<b>Шавёлкин А.А.</b>	Преобразователи частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения для электроприводов среднего напряжения	70
<b>Шинкаренко В.Ф.</b>	Обертові електричні машини: область існування, геноміка і таксономія класу	74
<b>Чабан В.</b>	Електродинаміка без скалярного потенціалу	79
<b>Гурин А. Г., Ложкин Р. С.</b>	Баланс энергии в высокоэнергетичном линейном индукционном ускорителе	83
<b>Вороновский Г.К., Орловский И.В., Заратуйко А.В.</b>	Прибор для определения погрешности счетчиков электроэнергии	86

<b>Котыш А.И., Плешков П.Г., Кубкин М.В., Савеленко И.В.</b>	Влияние режима работы трансформаторов напряжения на оптимальное функционирование системы учета электропотребления	<b>91</b>
<b>Баб'як М.О., Тетерко О.А., Мінакова Р.В., Крячко Л.А.</b>	Дослідження структури та деяких властивостей контактних матеріалів контакторів електровозів змінного струму	<b>93</b>
<b>Костин Н.А., Саблин О.И.</b>	Коэффициент мощности электроподвижного состава постоянного тока	<b>97</b>
<b>Панасенко Н.М.</b>	Основні вимоги до нового покоління вітчизняних магістральних електровозів для вантажної і пасажирської поїздної роботи	<b>101</b>
<b>Хворост М.В., Божко В.В.</b>	Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітена з повздовжньою лінією живлення	<b>106</b>
<b>№2</b>		
<b>Боев В.М.</b>	ЭДС само- и взаимоиנדукции с точки зрения концепции "электротонического состояния"	<b>5</b>
<b>Бранспиз Ю.А., Пшеничный А.Н.</b>	Аналитический расчет тягового усилия броневое электромагнита с конусным якорем	<b>8</b>
<b>Вербовой А. П.</b>	Методика определения электромагнитных параметров и плотности тока в обмотках роторов асинхронных двигателей	<b>11</b>
<b>Гетья А.Н., Финкельштейн В.Б.</b>	Расчет характеристик вентильных электродвигателей с учетом переходных процессов	<b>15</b>
<b>Канюк Г.И., Шуванов А.Н., Близниченко Е.Н.</b>	Общие принципы математического моделирования рабочих процессов и элементов электронно-гидравлических следящих систем	<b>19</b>
<b>Клименко Б.В., Гречко А.М., Бугайчук В.М.</b>	Опытный образец двухпозиционного электромагнитного привода вакуумного выключателя среднего напряжения	<b>23</b>
<b>Кузьмин В.В.</b>	Проблемы современной электротехники на пути создания новых источников энергии	<b>28</b>
<b>Ларин А.М., Ткаченко А.А., Ларина И.И.</b>	Определение электромагнитных параметров обмотки возбуждения синхронного генератора из опытов внезапного трехфазного короткого замыкания	<b>32</b>
<b>Лашко Ю.В., Чорний О.П.</b>	Система захисту асинхронних двигунів з регульованою уставкою відключення	<b>35</b>
<b>Лущик В.Д.</b>	Асинхронні двигуни з фазними роторами з каскадними властивостями при пуску	<b>39</b>
<b>Пуйло Г.В., Трищенко Е.В.</b>	Обобщенная математическая модель для синтеза и анализа силовых трансформаторов со слоевыми обмотками	<b>42</b>
<b>Рассальский А.Н.</b>	Система мониторинга и управления силовых трансформаторов	<b>46</b>
<b>Сендерович Г.А.</b>	Автоматическое определение вида короткого замыкания и особой фазы	<b>51</b>
<b>Чепелюк А.А.</b>	Оптимизация параметров электромагнитных систем с поперечным движением якоря и ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах	<b>55</b>
<b>Щапов П.Ф.</b>	Оптимизация пространства информационных параметров при эксплуатационном контроле процессов старения трансформаторных масел	<b>59</b>
<b>Баранов М.М., Баранов М.И.</b>	Квантовомеханическая модель поглощения электромагнитных волн проводником и явление его электрического взрыва	<b>63</b>

<b>Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Черногор Т.Т.</b>	Диффузионные процессы при "раздаче" трубчатых заготовок в магнитно-импульсной обработке металлов	<b>72</b>
<b>Золотарев В.М., Антонец Ю.А., Гурин А.Г., Щебенюк Л.А., Голик О.В.</b>	Исследование корреляции электрических и механических параметров двойной изоляции эмальпроводов	<b>78</b>
<b>Крюкова Н.В., Геляровская О.А., Данько В.Г., Лупиков В.С., Середа А.Г.</b>	Методика определения магнитного момента рамочной конструкции электротехнического устройства	<b>81</b>
<b>Севко В.П., Жулидов А.О., Филоненко Д.В.</b>	Погрешности трёхпараметровых измерений двухчастотным контактным электромагнитным методом	<b>87</b>
<b>Севко В.П., Пущай И.А.</b>	К расчету электромагнитных параметров проводящего стержня с продольным током	<b>91</b>
<b>Вороновский Г.К., Покалицын С.Н., Орловский И.В.</b>	Потенциал экономии электрической энергии цеха химводоочистки Харьковской ТЭЦ-5	<b>93</b>
<b>Бусел Н.П., Писарик В.В., Сасин А.В., Михальцов А.П.</b>	Универсальный лабораторный комплекс с компьютерным обеспечением - базовый элемент электротехнической подготовки инженера	<b>98</b>

### **№3**

<b>Баранов М.И.</b>	Петр Леонидович Капица – основоположник техники сильных импульсных магнитных полей	<b>5</b>
<b>Вербовой А.П.</b>	Трактовка причин изменения индуктивного сопротивления взаимоиндукции и тока намагничивания в асинхронных двигателях	<b>9</b>
<b>Вороновский Г.К., Орловский И.В., Осташевский Н.А.</b>	Расчет энергетических показателей асинхронных двигателей на основе мониторинга потребляемой активной мощности	<b>13</b>
<b>Гетья А.Н., Финкельштейн В.Б.</b>	ЭДС вращения вентильного электродвигателя с постоянными магнитами на роторе	<b>17</b>
<b>Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н., Дмитриева Т.Н.</b>	Анализ электромагнитных свойств нетрадиционных обмоток	<b>20</b>
<b>Завгородний В.Д., Кліменко В.В., Снітков І.Ф., Шеремета Р.М.</b>	Основы проектного розрахунку вакуумних електропомп об'ємного типу	<b>24</b>
<b>Клементьев А.В.</b>	Расчёт ЭДС возбуждения бесконтактной явнополюсной синхронной машины с переменной структурой обмотки ротора	<b>31</b>
<b>Осташевский Н.А., Иваненко В.Н., Ковган А.Н.</b>	Исследование магнитного поля беспазового двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением при холостом ходе	<b>33</b>
<b>Павленко Т.П.</b>	Динамическая модель развития дугового разряда	<b>38</b>
<b>Рымша В.В. Радимов И.Н.</b>	Моделирование линейного вентильно-реактивного двигателя с поперечным магнитным потоком	<b>42</b>

<b>Серда А.Г.</b>	Способность металлокерамических контактов токоограничивающих автоматических выключателей коммутировать предельные токи короткого замыкания	<b>45</b>
<b>Фомин В.И.</b>	Исследование влияния ширины ветви плавкого элемента на защитные характеристики быстродействующих предохранителей	<b>48</b>
<b>Хворост М.В.</b>	Электромеханические уравнения подобия* и их применение при синтезе системы "полупроводниковый преобразователь – тяговый асинхронный двигатель"	<b>50</b>
<b>Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А., Нестыкайло О.С.</b>	Цилиндрические электрические машины поступательного движения: генетический анализ и таксономическая структура класса	<b>56</b>
<b>Шульженко Н.Г., Пантелят М.Г., Руденко Е.К., Петушкова С.А., Зозулин Ю.В.</b>	Влияние материала пазовых клиньев на распределение электромагнитного поля, плотности тока и потерь от токов обратной последовательности в роторе турбогенератора при двухфазном коротком замыкании	<b>61</b>
<b>Щапов П.Ф.</b>	Планирование профилактического контроля маслonaполненного энергетического оборудования для выявления процессов старения с заданной достоверностью принятия решений	<b>65</b>
<b>Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А.</b>	Особенности токов, индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах	<b>69</b>
<b>Веприк Ю.Н., Лебедка С.Н., Веприк В.Ю.</b>	Математическое моделирование переходных процессов в электрических сетях с изолированной нейтралью в фазных координатах	<b>74</b>
<b>Кравченко А.И., Бовда А.М.</b>	Сила тяги магнитной муфты в зависимости от геометрических параметров	<b>78</b>
<b>Набока Б.Г., Беспрозванных А.В., Штангей А.С.</b>	Параметры частичных емкостей как индикатор состояния контрольных кабелей АЭС	<b>80</b>
<b>Себко В.П., Жулидов А.О., Москаленко О.И.</b>	Корректное определение погрешности трёхпараметровых измерений контактным электромагнитным преобразователем	<b>83</b>
<b>Себко В.П., Беззапонная В.М.</b>	Накладной электромагнитный преобразователь для контроля толщины и электропроводности	<b>86</b>
<b>Баранов М.И.</b>	Ноосфера природы и новая концепция развития науки в человеческом обществе	<b>91</b>

## №4

<b>Баранов М.И.</b>	Оливер Хевисайд и его вклад в мировую сокровищницу науки	<b>5</b>
<b>Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.</b>	Исследование индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от низковольтного емкостного накопителя	<b>15</b>
<b>Голенков Г.М., Бондар Р.П.</b>	Використання вібробуджувача з індукційним лінійним двигуном для проходки горизонтальних свердловин	<b>22</b>
<b>Петрушин В.С.</b>	Современное состояние и перспективы производства регулируемых асинхронных двигателей	<b>25</b>
<b>Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Плахтырь О.О.</b>	Способы обеспечения специальных требований к силовому электрооборудованию на основе трансформаторов и трансформаторных преобразователей с пространственной структурой активной части	<b>30</b>



<b>Чабан А.</b>	Особенности $\psi$ - та $A$ – моделей асинхронного мотора у фазних координатах	<b>37</b>
<b>Беспрозванных А.В.</b>	Гигроскопическое увлажнение телефонного кабеля с полиэтиленовой оболочкой	<b>40</b>
<b>Завгородній В.Д.</b>	Квантово–механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 6. Безконтактні давачі обмеженого кута повороту)	<b>45</b>
<b>Лупиков В.С., Крюкова Н.В., Машнев А.Е., Петров С.В., Пелевин Д.Е., Шубцов В.Е.</b>	Улучшение однородности магнитного поля в рабочей области магнитоизмерительного стенда	<b>51</b>
<b>Павленко Т.П.</b>	Квантово-механический расчет тока термоэлектронной эмиссии	<b>54</b>
<b>Пелевин Д.Е.</b>	Магнитный момент совокупности электромагнитов компенсаторов магнитного поля	<b>57</b>
<b>Семко В.П., Беззапонная В.М.</b>	О диффузии затухающих магнитных полей в металлическую камеру	<b>61</b>
<b>Тимченко Н.А., Чернай В.Ф., Асмолова Л.В.</b>	Моделирование процессов в стабилизаторе мощности	<b>64</b>
<b>Хворост М.В., Гончаров Ю.П., Панасенко М.В., Замаруєв В.В., Чумак В.А., Панасенко Н.М., Хворост В.Ю., Нікулін В.С.</b>	Види комутації та енергетичні характеристики в електричних колах з ключовими елементами	<b>67</b>
<b>Костин Н.А., Мищенко Т.Н., Гилевич О.И.</b>	Стохастические переходные электромагнитные процессы в силовых цепях электровозов при резком изменении напряжения на токоприёмнике	<b>73</b>
<b>Бусел Н.П., Михальцов А.П., Мурга В.В.</b>	Повышение эффективности лабораторно-практических занятий по электротехнике за счет компьютеризации универсального лабораторного оборудования	<b>79</b>
<b>Gurevich V.</b>	Electromagnetic terrorism: new hazards	<b>81</b>
<b>Мясников В.Е.</b>	О классах электрической безопасности электротехнических изделий	<b>84</b>

## ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ І ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ В НАУКОВО-ПРАКТИЧНОМУ ЖУРНАЛІ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

Шумилов Ю.А., д.т.н., проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"  
Україна, 03056, Київ, пр-т Перемоги, 37, НТУУ "КПІ", кафедра "Електромеханіка"  
тел. (044) 241-76-38

Клименко Б.В., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"  
Україна, 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Електричні апарати"  
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 анотації на російській мові, до 5 рядків.*

### ВСТУП

У журналі публікуються результати досліджень і огляди у області електричних машин і апаратів, сильних магнітних полів і теоретичної електротехніки, що не публікувалися раніше, методичні матеріали по напрямках підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка", а також інформаційні матеріали за профілем журналу.

Пакет документів, що направляється в редакцію повинен містити:

1) у друкованому варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал (1 екз.) виконаний на аркушах паперу формату А4 густиною 80 - 90 г/м<sup>2</sup>, віддрукований на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi;

— акт експертизи з печаткою (для громадян України). Офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн);

— рецензія (підписується доктором наук і засвідчується печаткою);

— копія документа про оплату за публікацію.

2) в електронному варіанті:

— стаття або інформаційний матеріал, виконаний у відповідності до даних вимог (без колонтитулів і нумерації сторінок);

— анотація англійською мовою (автори, назва статті, анотація, ключові слова);

— відомості про авторів (прізвище, ім'я, по-батькові повністю, дата народження, місце роботи, посада, основні напрями наукової діяльності).

Анотація і відомості про авторів виконуються у вигляді окремого документа Microsoft Word і з довільним форматом.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

### ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТІ

Всі розділи документа повинні містити поля: зліва, справа, зверху – по 20 мм, знизу – 25 мм. Заповнення останньої сторінки повинне бути не менше 80%.

Заголовок статті містить:

— код УДК;

— назва статті (Times New Roman 12pt, жирний, розміщення по центру, заголовні букви, не допускаються перенесення);

— список авторів, вчений ступінь (при необхідності звання і посада), назва організації, поштова адреса, контактні телефони (факс, E-mail). Для авторів різних організацій список приводиться по даній вище формі; — анотації статті українською (обов'язково тільки для громадян України) і російською мовою, обсягом до 5 рядків кожна, оформляються шрифтом Times New Roman 9 pt, жирний, курсив.

Між елементами заголовку статті робиться інтервал в один рядок 10 pt.

### ОСНОВНИЙ ТЕКСТ СТАТТІ

Текст розміщується у двох колонках, відстань між якими 5 мм. Абзацні відступи (червоний рядок) – 7,5 мм. Текст набирається шрифтом Times New Roman 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Допускається розділення тексту на розділи. Назва розділу оформляється заголовними буквами і центрується, нумерація – не обов'язкова (розділи ВСТУП, ВИСНОВОК і ЛІТЕРАТУРА, якщо такі є, не нумеруються). Перед назвою розділу вставляється один порожній рядок.

Рисунки і широкі таблиці допускається розміщувати в одну колонку. Назва виконується шрифтом розміром 9 pt. Допускається використання рисунків і таблиць без назви: Рис. 1, Табл. 1.

Таблиця 1

Розміри полів тексту статті

Поле зліва	20 мм
Поле справа	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Рисунки розташовуються у окремих абзацах, з вирівнюванням по центру і оформляються як окремі об'єкти, виконуються в редакторі рисунків Microsoft Word або вставляються в текст статті у форматі *bmp* або *jpg*.

Розташування рисунка поверх тексту і застосування альбомної орієнтації не допускається.

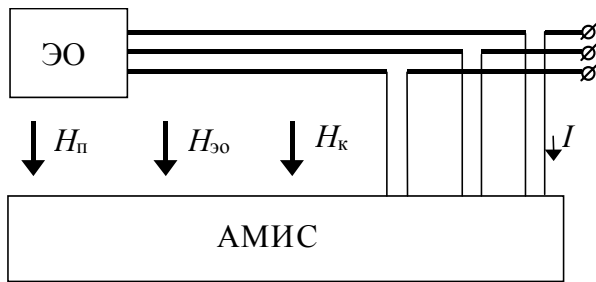


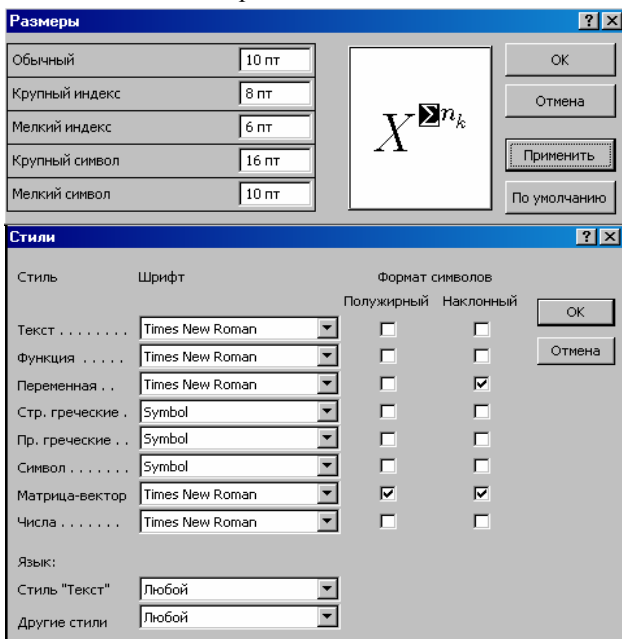
Рис.1. Функціональна схема пристрою

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів тільки в редакторі формул Microsoft Equation, розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер притиснутий до правої сторони колонки. За формулою має слідувати розділовий знак, а якщо формула містить пояснення, то вони повинні починатися з нового абзацу із слова "де" без відступу

$$N = \frac{\tau_{u \max}}{T_{k \text{ внутр}}}, \quad (1)$$

де  $\tau_{u \max}$  - ...,  $T_{k \text{ внутр}}$  - ...

Настройки редактора формул для меню "Розмір" і "Стиль" символів представлені нижче:



Кириличні символи у формулах повинні бути виконані в стилі "Текст".

Щоб уникнути різного роду накладень символів у формулах не рекомендується застосовувати символ ділення /, букву  $\ell$ , а також змінювати розмір об'єкту формули. Крім того, необхідно використовувати символ множення у вигляді крапки.

Великі вирази і рівняння необхідно записувати в декілька рядків

$$Y = \varphi_0(S_n) + \gamma_0 \cdot \int_{S=0}^{S_n} \varphi_0 \cdot \sin(S_n - S) \cdot dS + \gamma_0^2 \cdot \int_{S=0}^{S_n} P_0(S) \cdot \cos(S_n - S) \cdot dS. \quad (2)$$

Символи у формулах і в тексті статті повинні мати однакові зображення.

Перелік літератури розміщується в кінці тексту. Розмір шрифту - 9пт. Після відступу одного порожнього рядку (10пт) від основного тексту по центру колонки розташовують слово ЛІТЕРАТУРА. Нумерація джерел – у порядку посилань по тексту або в алфавітному порядку, номер поміщається у квадратних дужках з виступом.

### ВИСНОВОК

Якщо Ви робите посилання на формули, рисунки, таблиці або літературу, необхідно використовувати наступні позначення: (1), (1) і (2), (1) – (4); рис. 1, рис. 1,а, рис. 1 і 2; табл. 1, табл. 1 і 2; [1], [1 – 3, 5].

### ЛІТЕРАТУРА

- [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 помехонесущих магнитных полей // *Техн. электродинамика*. – 1983. - № 61. - С. 18-21.
- [4] Пат. 14813 А Україна. МКИ G 01 R 33/24. Спосіб визначення залишкової та індукованої складових компонента магнітної індукції статичного зовнішнього магнітного поля ферромагнітного 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 Росссийск. Гравитац. конф. "Теоретические и экспериментальные проблемы общей теории относительности и гравитации"* (г. Владимир, 20-27 июня 1999 г.). — М.: РГО, 1999. — с. 84.

В кінці статті, через інтервал в 1-2 рядки розміром 10пт, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9пт, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 02.07.2006

або

Надійшла 02.07.2006

Матеріали приймаються за адресою:

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

Електронні варіанти матеріалів по E-mail: [kbv@kpi.kharkov.ua](mailto:kbv@kpi.kharkov.ua) [eie@kpi.kharkov.ua](mailto:eie@kpi.kharkov.ua)

Довідки за телефонами: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злуніцина Наталя Ростиславівна

**НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ**

*Електротехніка і Електромеханіка*  
*Электротехника и Электромеханика*  
*Electrical engineering & Electromechanics*  
**2006'1**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: [evl@kpi.kharkov.ua](mailto:evl@kpi.kharkov.ua)

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: [seb@kpi.kharkov.ua](mailto:seb@kpi.kharkov.ua)

Підписано до друку 15.01.2006 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 11,0.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 130. Зам. № 126. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44

---