



Електротехніка і Електроомеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2008'3



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE

Науково-практичний журнал

2008'3

Держвидання

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

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний редактор

Клименко Б.В. д.т.н., професор, 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, член-кореспондент НАНУ, завідувач кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

Гончаров Ю.П. д.т.н., професор кафедри промислової та біомедичної 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, академік НАНУ, директор ІЕД НАНУ, Київ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Рудаков В.В. д.т.н., 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

Електричні машини та апарати

Безотосный В.Ф., Козлов В.В., Набокова О.В.	Современные подходы и перспективные направления разработки систем управления по силовому параметру	5
Волкова О.Г.	Влияние скорости размыкания на электроизнос дугогасящих контактов в аппаратах высокого напряжения	7
Жемеров Г.Г., Колесник В.Ю.	Пуск асинхронной машины от автономного инвертора напряжения с шим с синхронизацией напряжения инвертора и сети	10
Жорняк Л.Б., Осинская В.И., Райкова Е.Ю., Снигирев В.М.	Основные направления улучшения качества высоковольтных вводов оборудования энергосистем	17
Конохов Н.Н.	Эффективность и принципы проектирования симметричных систем охлаждения электрических машин	22
Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А.	Синтез нейроконтроллера с предсказанием для двухмассовой электромеханической системы	27
Кузьмин В.В., Шофул А.К., Шпатенко В.С.	Вибромеханика статоров мощных синхронных генераторов при кольцевом намагничивании	33
Ларин А.М., Гуедили Фаузи Бен Килани	Экспериментальное определение параметров схем замещения синхронных машин при представлении обмотки возбуждения многоконтурной цепью	37
Бару Ю.А. Мельник А.К., Ткаченко С.В., Милых В.И.	Выбор типа и основных параметров линейного импульсного электродвигателя для невзрывных сейсмоисточников	41
Поляков М.А.	Управление охлаждением силового масляного трансформатора по критерию эффективности	45
Саблин О.И.	Мгновенные энергетические показатели электроподвижного состава постоянного тока	48
Шведчикова И.А.	Применение информационного подхода к анализу развития электромеханических систем	51

Теоретична електротехніка

Горбачев М.Н., Милка А.Д.	Метод геометрического моделирования периодических негармонических энергетических процессов и его применение в радиотехнике	56
Реуцкий С.Ю., Ассуиров Д.А.	Об одном численном методе решения задачи Неймана в связи с решением проблемы управления внешним магнитным полем технических объектов в замкнутой системе	58

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Экспериментальное обнаружение и исследование "горячих" и "холодных" продольных участков в тонком металлическом проводе с импульсным током большой плотности	63
Баранов М.И., Коліушко Г.М., Кравченко В.И., Недзельский О.С.	Мощная высоковольтная электрофизическая установка для имитации полного тока молнии при натуральных испытаниях и проверке средств молниезащиты технических объектов	69

Ювілеї

Зекцер Д.М.	К 85-летию со дня рождения	76
Список авторів		77
Abstracts		78
Вимоги	до оформлення статей і інформаційних матеріалів у науково-практичному журналі "Електротехніка і електромеханіка"	80

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – передплатне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал виходить 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.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

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.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПО СИЛОВОМУ ПАРАМЕТРУ

Безотосный В.Ф., к.т.н., Козлов В.В., к.т.н., Набокова О.В.

Запорожский национальный технический университет

Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра "Теоретической и общей электротехники"

тел. (061)228-16-12

У статті на основі аналізу вимог до систем автоматичного управління по силовому параметру із застосуванням силоизмерительных перетворювачів, зроблений висновок, що для побудови уніфікованих магнитоупругих перетворювачів (МП) перспективним є використання електромагнітних систем з розподіленою структурою. Запропонована базова конструкція МП на основі застосування феррорезини з однодоменними частинками, що дозволяє підвищити чутливість МП і їх роздільну здатність.

В статье на основе анализа требований к системам автоматического управления по силовому параметру с применением силоизмерительных преобразователей, сделан вывод, что для построения унифицированных магнитоупругих преобразователей (МП) перспективным является использование электромагнитных систем с распределенной структурой. Предложена базовая конструкция МП на основе применения феррорезины с однодоменными частицами, позволяющая повысить чувствительность МП и их разрешающую способность.

Эффективность автоматизированных систем управления во многом определяется надежностью подсистем, их функциональностью и эксплуатационными характеристиками. Одним из направлений является разработка систем автоматического управления по силовому параметру с применением силоизмерительных преобразователей, которые располагаются на объектах типа кранов, станков, манипуляторах, робототехнических комплексах, а также летательных и десантируемых объектах, где деформации отдельных их элементов играют существенную роль в выполнении конечной задачи. Такие системы позволяют также осуществить контроль и управление объектами с учетом силовых факторов. Силоизмерительные преобразователи, являясь первичным элементом таких систем, практически полностью определяют их метрологические характеристики. В центре внимания ученых и инженеров-практиков, занимающихся изучением стационарных, динамических и ударных силовых процессов, обосновано находятся магнитоупругие преобразователи (МП). Последние обладают малой инерционностью, небольшими массогабаритными показателями, имеют возможность дистанционной передачи информации, отличаются высокой надежностью и низким выходным сопротивлением, простотой конструкций и достаточной высокой величиной выходного сигнала. В тоже время известные преобразователи не лишены недостатков, для устранения которых требуется проводить все усложняющиеся теоретические и экспериментальные исследования.

Номенклатура применяемых магнитоупругих преобразователей ограничена. Для каждого нового изделия необходимо практически заново проектировать вторичную аппаратуру. Разнообразие измеряемых параметров силоизмерений, их широкие амплитудные и частотные диапазоны выдвигают задачу создания многофункциональных преобразователей на основе унифицированного - базового магнитоупругого элемента. Специфика применения силоизмерительных преобразователей для ряда задач требует

создания преобразователей, обладающих свойствами механической податливости, то есть с условно повышенной механической гибкостью. Также актуален вопрос разработки преобразователей с частотным выходом и частотных способов измерений, что определит их совместимость с ЭЦВМ, исключит преобразователи аналогоцифрового типа, позволит эффективно использовать стандартную цифровую измерительную аппаратуру. В настоящее время созданы все предпосылки для перехода к использованию МП в автоматизированных системах на основе их унификации и расширения функциональных возможностей. В последнее время для автоматизации различных процессов на современном производстве ставятся новые запросы - необходимы системы силомоментного и тактильного очувствления, т.е. тактильные МП (гибкие автоматизированные производства, адаптивные роботы, системы очувствления и т.д.).

Все вышеперечисленное, а также необходимость рассмотрения особенностей процессов в звеньях МП при унификации определяет цель данной работы.

Анализ требований к рассматриваемым преобразователям и аппаратуре обработки информации позволил сделать заключение, что для построения унифицированных МП многопланового применения перспективным является использование электромагнитных систем с распределенной структурой. Такой унифицированный элемент должен быть построен по дифференциально-трансформаторной схеме, иметь изгибаемый магнитопровод, т.е. одновременно использовать эффект сжатия и растяжения, не иметь концентраторов механических напряжений, вести контроль знакопеременных усилий при двухкоординатном измерении, иметь конструктивную многодиапазонность по усилию и распределенную структуру магнитной цепи для ориентации направления магнитного потока преимущественно вдоль кристаллографической оси легкого намагничивания [1]. Последнее, позволило предложить базовую унифицированную конструкцию, позволяющую на ее основе проектиро-

вать МП применительно к конкретной автоматизированной системе или технологическому процессу.

Чтобы выявить особенности функционирования МП с точки зрения взаимосвязи его физических подсистем, что в дальнейшем позволило бы обращаться к рациональному проектированию, целесообразно обратиться к такому теоретическому приему, который позволил бы уточнить взаимосвязи отдельных подсистем МП. Рационально использовать теоретико-цепное моделирование (ТЦМ). Этот вид моделирования основан на представлении об энергетических связях между физически разнородными, но совместно функционирующими подсистемами различного типа устройств. В частности к ним относятся электромагнитные устройства. Так МП содержат электромагнитную, магнитоупругую и механическую подсистемы. Основным теоретическим аппаратом моделирования являются элементы (постулаты и теоремы) теории электрических цепей, рассмотрение взаимозависимостей между интенсивными (например - напряжения) и экстенсивными (например - ток) величинами. Величины в неэлектрических подсистемах также рассматриваются на основе аналогий по принципу их интенсивности и экстенсивности.

Этот вид моделирования начал формироваться и получил развитие в работах Ю.Е. Нитусова, А.И. Коцюбинского и др. (школа МГТУ). В рамках каждой из подсистем существуют в теоретико-цепном включении источники и приемники передаваемой мощности. Энергетическая связь между подсистемами осуществляется через идеальные передатчики типа "гиратор" и "идеальный трансформатор", потери мощности в которых отсутствуют. Применительно к МП следует сделать замечание, позволяющее адаптировать указанную ТЦМ. Накопителем энергии в магнитной подсистеме ТЦМ является "магнитная индуктивность", на участке механической подсистемы существует режим холостого хода, а на выходе магнитной подсистемы режим короткого замыкания. Таким образом, нагрузкой входного идеального трансформатора в магнитной подсистеме становится вышеуказанный накопитель.

В МГТУ под руководством Л.Т. Буравлева разработан способ магнитно-импульсного разрушения конгломератов ферропорошков. Эта технология позволяет получать ферромагнитные порошки с содержанием однодоменных частиц до 95%, что дает возможность создать упругий магнитоанизотропный ферромагнитный материал для изготовления любых сложных конструкций МП при существенном упрощении технологии. Предложенный способ изготовления МП позволяет снизить механический входной импеданс так как феррорезина допускает значительные механические деформации. При этом процесс перемещения однодоменной частицы осуществляется только процессом вращения (процесс смещения границ между доменами отсутствует). Следовательно, для намагничивания "однодоменных МП" внешнему полю приходится преодолевать повышенные энергетические барьеры. Поэтому логично предложение, что рационально применить импульсное намагничивание таких магнитопроводов.

Для передачи оптимума энергии, например в акустике и вибрационных исследованиях, приемопередающие подсистемы обычно работают в режимах близких к резонансным. Известные МП работают на частотах значительно ниже частоты механического резонанса, поэтому их конструирование шло другими путями. Доказано, что для повышения чувствительности МП на основе однодоменного ферропорошка импульсное намагничивание следует производить с частотой близкой к частоте механического резонанса.

Предложенные подходы позволяют реализовать также частотно-балансный метод силоизмерений. При деформации магнитопровода, возникающие в его композиционном материале механические напряжения изменяют механический импеданс МП, а следовательно частоту механического резонанса системы ферропорошок - резина. По величине частотного разбаланса судят о величине измеряемых усилий. При этом частота разбаланса практически линейно зависит от величины измеряемых усилий, чувствительность 6.6 кГц/кг, что на два порядка выше чувствительности традиционных - аналоговых МП (разрешающая способность способа примерно 7 Гц/грамм для экспериментальных МП).

ВЫВОДЫ

Таким образом, за счет применения феррорезины с однодоменными частицами, намагничивания магнитопровода частотой равной частоте резонанса, контролю усилий по частоте разбаланса можно значительно повысить чувствительность МП и разрешающую способность, упростить технологию изготовления магнитопровода, расширить функциональные возможности. Предложенная базовая конструкция МП открывает новые перспективы при применении МП в нетрадиционных условиях, а ТЦМ позволила повысить достоверность расчета МП и разработать инженерную методику определения выходных характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Чаплыгин В.И., Безотосный В.Ф., Полянский Г.А. Токовихревой частотно-балансный метод измерения усилий электромагнитными преобразователями. // Электронное моделирование. - Киев, 1977. - С. 215 - 223.
- [2] Чаплыгин В.И., Безотосный В.Ф. Электромагнитный преобразователь усилий. // Изв. вузов. Электромеханика. - 1977. - №10. - С. 1159 - 1163.
- [3] Безотосный В.Ф., Рябошапка А.Т., Гапонов В.Н. Способ измерения усилий магнитоупругими преобразователями. А.с. СССР 1517506. Бюлл. №48, 1989.
- [4] Безотосный В.Ф., Власенко Э.В. Учет энергетических факторов при расчете намагниченности ферромагнитных материалов. // Электротехника и электроэнергетика. - 2004. - №1. - С. 13 - 17.

Поступила 18.10.2007

ВЛИЯНИЕ СКОРОСТИ РАЗМЫКАНИЯ НА ЭЛЕКТРОИЗНОС ДУГОГАСЯЩИХ КОНТАКТОВ В АППАРАТАХ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Волкова О.Г.

Запорожский национальный технический университет

Украина, 69059, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра " Электропривод и автоматизация промышленных установок"

тел. (0612) 34-76-78, E-mail: piramida83@mail.ru

У статті аналітичним та експериментальним способом досліджувався вплив швидкості розмикання на електроизнос дугогасящих контактів.

В статті аналітичним і експериментальним способом досліджувалось вплив швидкості розмикання на електроизнос дугогасящих контактів.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных технических характеристик коммутационных электрических аппаратов является срок их службы. Срок службы, как и межремонтные простои в значительной степени определяются стойкостью контактов к электроизносу и механическим повреждениям [1-7].

В наиболее жестких условиях работают дугогасящие электрические контакты. Большое количество эксплуатационных факторов создает трудности в моделировании дуговых процессов на контактах переключающих устройств, а попытки преодолеть подобные сложности ставят задачу привлечения обобщающих факторов.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Обобщающим фактором может являться энергия отключаемой цепи, благодаря которой производится сравнительный анализ и расчеты коммутационных устройств. Основываясь на анализе [2] энергию отключения дуги представим как энергию источника питания за вычетом потерь в омическом сопротивлении нагрузки плюс энергия электромагнитного поля нагрузки [3]. Или иначе, в электрической дуге выделяется энергия, запасенная в нагрузке, за вычетом потерь в омическом сопротивлении нагрузки.

$$W_D = \int_0^{\tau} (U_{И} \cdot i_{НГ} - i_{НГ}^2 \cdot R_{НГ}) dt + \frac{L_{НГ} \cdot i_{ОТ}^2}{2}, \quad (1)$$

$$W_D = \left(\frac{L_{НГ} \cdot i_{ОТ}^2}{2} - \int_0^{\tau} i_{НГ}^2 R_{НГ} dt \right) + \int_0^{\tau} (U_{И} \cdot i_{НГ}) dt, \quad (2)$$

где $\frac{L_{НГ} \cdot i_{ОТ}^2}{2}$ - электромагнитная энергия в нагрузке до момента отключения; $i_{НГ}$ - ток нагрузки; $i_{ОТ}$ - ток, проходящий в цепи до отключения; $U_{И}$ - напряжение источника питания; $R_{НГ}$ - активное сопротивление нагрузки; τ - время действия дуги; $L_{НГ}$ - индуктивность нагрузки.

Для определения вышеперечисленных факторов используются электрические схемы замещения от-

ключаемой цепи (рис. 1). Элементы электрической схемы представлены в виде системы уравнений [2].

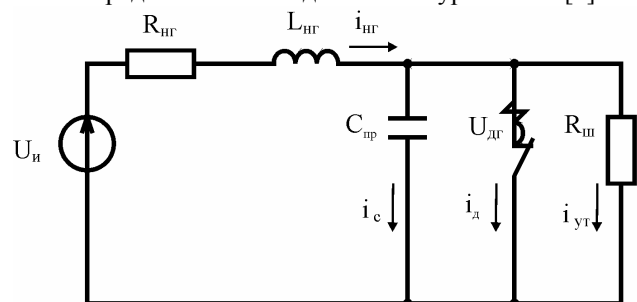


Рис. 1. Схема замещения отключаемой цепи

$$\begin{cases} L_{НГ} \frac{di_{НГ}}{dt} + i_{НГ} \cdot R_{НГ} + u_D = u_{И} \\ u_C = u_D \\ i_{УТ} \cdot R_{Ш} = u_D \\ i_{НГ} = i_D + i_C + i_{УТ} \\ i_C = C_{ПР} \frac{du_C}{dt} \\ u_D = i_D \cdot r_D \end{cases}, \quad (3)$$

где U_D - падение напряжения на дуговом промежутке; U_C - напряжение на конденсаторе; $C_{ПР}$ - емкость; $i_{УТ}$ - ток утечки; $R_{Ш}$ - шунтирующее сопротивление; i_C - ток в конденсаторе; $C_{ПР}$ - емкость сети, приведенная к контактам коммутационного аппарата; r_D - сопротивление дуги.

Из системы уравнений видно, что система не содержит аналитического решения, поскольку число неизвестных в системе превышает число уравнений. Лучший результат решения данных уравнений дает подход, где неизвестные определяются экспериментально, а U_D , r_D находят косвенно, в результате решения интегрально-дифференциальных уравнений описывающих сходные (тепловые, газодинамические и др.) процессы.

Столб дуги является накопителем определенного количества внутренней энергии. Эту энергию харак-

теризуют как геометрические параметры дуги (ее радиус, длина и форма столба), так и энергетические параметры рабочего пространства (распределение температуры, степень ионизации и ряд других). Очевидно, что при коммутации, эта энергия не может рассеиваться мгновенно. Следовательно, изменение тока, сопротивления дуги и отводимая мощность тоже обладают определенной инерционностью, которую необходимо максимально сократить. По сравнению с ними скорость движения дуги обладает низкой инерционностью, что представляет несомненный интерес для исследований.

Существующие математические зависимости имеют или слишком общий характер или не могут считаться вполне достоверными. Однако их несомненная ценность в том, что они дают качественную картину протекающих процессов и выявляют эффекты взаимодействия между основными факторами.

В большинстве работ напряжение на дуге промежутке представляется в виде [2-3]

$$U_D = e \cdot l_D + U_{\Sigma}, \quad (4)$$

где e, l_D, U_{Σ} – текущие значения: градиента напряжения, длины дуги и приконтактное падение напряжения соответственно. Следует отметить, что e являются функцией скорости движения дуги.

Учитывая, что геометрическая форма дуги крайне нестабильна, ее длину l_D привязывают к конкретным условиям проведения эксперимента. Например, для пальцевых контактов [3].

$$l_D = \sqrt{\beta^2 + g \cdot V_D^2 \cdot \tau^2}, \quad (5)$$

где β – межконтактное расстояние, V_D – скорость движения дуги, g – проводимость дуги.

Имеющиеся математические модели зависят от конструкции коммутационного аппарата, что недостаточно для построения обобщающей математической модели. Плотность тока является параметром определяющим энерговыделение. Известны зависимости плотности тока от скорости движения дуги, тока и межконтактного расстояния [3, 6]

$$j_D = 2 \cdot 10^6 \cdot V_D, \quad (6)$$

$$j_D = 4744 \frac{\sqrt{i_D}}{\beta^{0,75}}. \quad (7)$$

Скорость движения дуги определяется как:

$$V_D = 1.92 \cdot 10^{-2} \sqrt{\frac{i_D \cdot H^2}{(1 + 0,1076 \cdot H^{0,3})^2}}, \quad (8)$$

где H – энтальпия столба дуги.

В процессе горения дуги ее параметры, а следовательно и ток, напряжение, выделяемая мощность не постоянны, поэтому при проведении расчетов необходимо использовать усредненные значения.

Теоретические исследования о влиянии скорости движения дуги на электроизнос контактов, а так же ее зависимость от скорости размыкания контактов нахо-

дит подтверждению в экспериментальных работах [4-6]. Авторы считают, что электроизнос контактов при больших токах в большей степени зависит от межконтактного расстояния, чем от контактных материалов. Следовательно, определяющим фактором выступает скорость изменения межконтактного расстояния за время коммутации (скорость размыкания).

По результатам экспериментальных исследований медных контактов при токе 20 кА [6] была построена зависимость их электроизноса от скорости размыкания (рис. 2), которая способна заменить оценку влияния двух моделирующих факторов: времени горения дуги и расстояния между контактами. Экспериментальная кривая близкая к степенной функции, указывает, что оптимальный скоростной режим размыкания контактов – менее 1 м/с.

Используя корреляцию яркости излучения с температурой столба дуги [7], а также связь усредненных электрических и геометрических параметров запишем

$$T = 1004 \sqrt{\frac{0,9 P_D}{d_D \cdot \pi \cdot l_D \cdot C_S}}, \quad (9)$$

где d_D, l_D – диаметр и длина дуги соответственно, C_S – поверхностная плотность излучения дуги, P_D – мощность дуги.

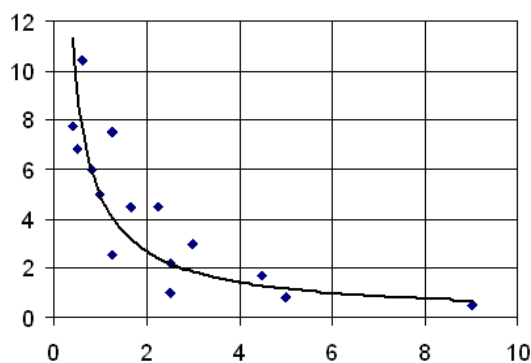


Рис. 2. Зависимость электроизноса контактов от скорости размыкания (ток размыкания 20 кА)

Очевидно, что для снижения температурного воздействия дуги при размыкании, необходимо увеличить длину дуги или увеличить диаметр столба дуги за возможно короткий промежуток времени. Наблюдения за результатами скоростной съемки электродугового процесса при размыкании контактов (рис. 3) полученные при проведении эксперимента [1], можно отметить, что скорость размыкания влияет на яркость свечения и диаметр дугового столба дуги, а следовательно и на температуру столба дуги.



а



б

Рис. 3. Развитие дугового электротермического процесса дугогасящих контактов в масляной среде: а – скорость расхождения контактов 1,85 м/с; б – скорость расхождения контактов 0,45 м/с

Такой характер повреждения контактов экспериментально подтверждает влияние скорости расхождения контактов на процесс дугогашения. При этом авторы по-разному оценивают роль скорости размыкания контактов. Причиной этому служит различная оценка процесса дугогашения в коммутационных устройствах. Одни исследователи, занятые подбором контактных материалов, оценивают дуговые процессы по электроизносу контактов (изменение веса или геометрии), других, интересует влияние рабочих условий на процесс дугогашения и оценкой при этом является время существования дуги. Рассматривать процессы электроизноса и время горения дуги в прямой зависимости нельзя. Горение дуги более длительное время, но при интенсивном перемещении ее по поверхности контакта не приводит к такой степени повреждения контактов, как воздействие малоподвижной дуги между близкорасположенными контактами за тот же период времени. Важно отметить, что наиболее эффективна высокая начальная скорость размыкания, а не средняя скорость, которую часто приводят исследователи в характеристиках коммутационных устройств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В существующих математических моделях электродуговых процессов влияние скорости размыкания на электроизнос контактов сформулирован недостаточно ясно и требует дальнейших исследований.

2. В анализе основных факторов описывающих энерговыделение дуги показана роль скорости движения дуги.

3. Скорость движения дуги существенно зависит от скорости размыкания контактов.

4. Для снижения электроизноса контактов рекомендуется увеличить скорость движения контактов на начальной стадии размыкания.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Зиновкин В.В., Волкова О.Г., Карпенко В.В. Исследование электротермических процессов в контактах переключающих устройств при резкопеременной нагрузке // *Электротехника та електроенергетика*. - 2007. - №1. - С. 52-57.
- [2] Мельничук В.Н. Разработка математических моделей процессов вхождения дуги в дугогасительную решетку. – В. кн.: Моск. город. конф. Молодых ученых и специалистов по повышению надежности, экономичности и мощности энергетического и электротехнического оборудования, посвященная 60-летию ВЛКСМ. Тезисы докладов конференции. М., 1978, С. 28-30.
- [3] Сахаров П.В. Проектирование электрических аппаратов. - М.: Энергия, 1971. - 560 с.
- [4] Игнатко В.П., Кухтиков В.А. Исследование эрозионных процессов в условиях сильноточной квазистационарной дуги. – В кн.: Сильноточные электрические контакты и электроды. Киев, Изд-во АН УССР, 1972, С. 28-36.
- [5] Эрозия электродов в квазистационарной дуге атмосферного давления при токах $10^3 - 10^5$ А. II Международный симпозиум. Лодзь, 1973. Авт.: В.П. Игнатенко, А.П. Кресанова, В. А. Кухтиков и др.
- [6] Буткевич Г.В., Белкин Г.С., Ведешенков Н.А., Жаворонков М.А. Электрическая эрозия сильноточных контактов и электродов. – М.: Энергия, 1978. – 256 с., ил.
- [7] Макаров А.Н. Теплообмен в дуговых сталеплавильных печах. Тверь: ТГТУ, 1998. 184 с.

Поступила 12.10.2007

ПУСК АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ОТ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ШИМ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ИНВЕРТОРА И СЕТИ

Жемеров Г.Г., д.т.н., проф., Колесник В.Ю.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника", тел. (057) 707-66-09, факс (057) 707-63-12, E-mail: zhemerov@online.kharkiv.net

У статті розглядається система пуску асинхронної машини на основі автономного інвертора напруги з ШИМ і подальшим перемиканням на мережу. Особливістю системи пуску є наявність інтервалу паралельної роботи інвертора та мережі. Приведені осцилограми, що характеризують процес пуску при різних значеннях моменту на валу машини.

В статті розглядається система пуску асинхронної машини на основі автономного інвертора напруги з ШИМ і подальшим перемиканням на мережу. Особливістю системи пуску є наявність інтервалу паралельної роботи інвертора та мережі. Приведені осцилограми, що характеризують процес пуску при різних значеннях моменту на валу машини.

ВВЕДЕНИЕ

Система пуска асинхронной машины (АМ) на основе автономного инвертора напряжения с ШИМ (СП АИН) может быть синтезирована с использованием структуры системы управления, описанной в [1], хотя СП АИН имеет некоторые отличия, заключающиеся в следующем. В описанной в [1] системе пуска осуществляется естественное ограничение частоты напряжения статора частотой питающей сети, поскольку перемодуляция в системе управления с одновременным увеличением частоты сигнала задания приводит к трансформации режима непосредственно преобразователя частоты (НПЧ) системы в режим тиристорного регулятора напряжения (ТРН) с углами управления, соответствующими полному напряжению на выходе ТРН. Поэтому в системе пуска на основе НПЧ (СП НПЧ) процесс заканчивается естественным подключением АМ к промышленной сети, после чего НПЧ может быть зашунтирован контактором.

В СП АИН, использующей структуру системы автоматического регулирования, описанную в [1], частота напряжения статора будет увеличиваться неограниченно или, в случае, если статический момент увеличивается при увеличении частоты вращения вала, – до момента равенства заданного электромагнитного момента и момента нагрузки.

В настоящей статье рассмотрено построение системы пуска на основе автономного инвертора напряжения с модифицированной системой автоматического регулирования, которая позволяет провести синхронизацию напряжения АМ с напряжением питающей сети и осуществить подключение разогнанной машины непосредственно к сети.

СТРУКТУРА СП АИН

Структура СП АИН показана на рис. 1. Система содержит трехфазный автономный инвертор напряжения (АИН), который питается от неуправляемого выпрямителя В, подключенного к сети через преобразовательный трансформатор Тр. Обмотки статора АМ подключены к инвертору через фильтр, включающий реакторы L_{ϕ} и конденсаторы C_{ϕ} , который сглаживает пульсации напряжения и тока статора с частотами ШИМ. В системе содержится два быстродействующих автоматических выключателя – Q1, предназна-

ченный для подключения обмоток статора АМ к сети, и Q2, предназначенный для отключения инвертора от обмоток АМ. Автоматический выключатель Q2 включен между реакторами и конденсаторами фильтра. Для предотвращения пробоя полупроводниковых приборов инвертора при размыкании выключателя Q2 реакторы зашунтированы разрядниками (Р) с напряжением пробоя 20 kV.

На рисунке также показаны блоки, измеряющие линейные напряжения сети u_s , линейные напряжения на выходе автономного инвертора u_i , линейные напряжения на зажимах статора АМ u_m , а также фазные токи статора АМ i_m , формирующие информационные сигналы для системы управления СУ. Для управления АМ используется векторная система управления с ориентацией продольной оси по вектору потокосцепления ротора.

Рассмотрим, как осуществляется пуск машины, синхронизация выходного напряжения АИН с напряжением сети и переключение на сеть.

В исходном состоянии автоматические выключатели Q1 и Q2 разомкнуты. Алгоритм пуска и подключения АМ к сети следующий:

1. Включается автоматический выключатель Q2;
2. АМ разгоняется приблизительно до частоты сети с помощью АИН;
3. Синхронизируются и выравниваются по амплитуде напряжения инвертора и сети;
4. По сигналу датчика синхронизации включается автоматический выключатель Q1 и отключается автоматический выключатель Q2.

Понятно, что процесс переключения выключателей не может произойти мгновенно. Поэтому в течение какого-то интервала времени сеть и АИН окажутся включенными параллельно и необходимо принятие специальных мер для ограничения величины токов в этом контуре;

Понятно, что процесс переключения выключателей не может произойти мгновенно. Поэтому в течение какого-то интервала времени сеть и АИН окажутся включенными параллельно и необходимо принятие специальных мер для ограничения величины токов в этом контуре;

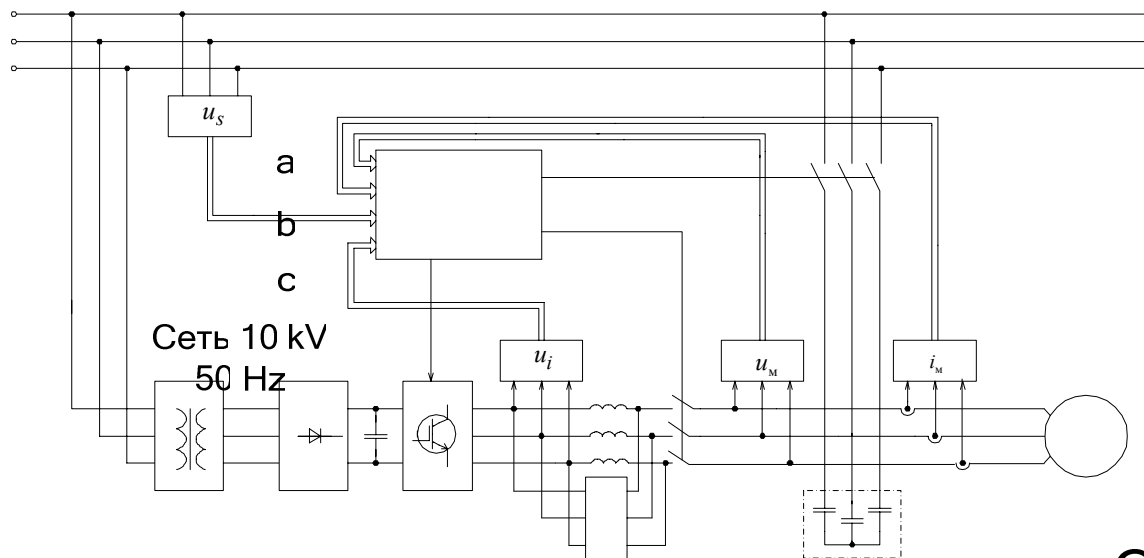


Рис. 1. Структура системы пуска на основе автономного инвертора напряжения

СУ

Для того чтобы при переключении автоматических выключателей не было броска тока в обмотках статора АИН необходимо выполнить 2 условия:

1. В момент переключения напряжение на выходе АИН должно совпадать с напряжением сети по амплитуде, частоте и фазе;

2. На интервале параллельной работы АИН и сети необходимо поддерживать равенство выходного напряжения АИН и напряжения сети.

В предложенной СП АИН выполнение первого условия осуществляется путем изменения структуры системы регулирования как показано на рис. 2.

Трехфазная система напряжения управления АИН формируется из двух сигналов задания по проекциям тока статора на оси вращающейся системы координат. При этом проекция тока на продольную ось пропорциональна значению потокосцепления ротора, а проекция тока на поперечную – значению электромагнитного момента на валу [2]. Поэтому в процессе разгона достаточно поддерживать постоянными сигналы задания по потокосцеплению и моменту.

В конечной стадии пуска при частоте вращения вала машины, близкой к номинальному значению, электромагнитный момент на валу машины становится примерно равным механическому моменту. Для синхронизации выходного напряжения инвертора сети с напряжением необходимо перейти от системы с регулятором момента к системе с регулятором скорости (РС). В момент времени, когда скорость вращения вала превышает некоторое пороговое значение ω_n , примерно равное 0,9 от номинальной скорости вращения, ключ переключает вход канала регулятора тока на САР по скорости. В реальной схеме присутствует триггер, осуществляющий переключение, не показанный на рис. 2. Сигнал обратной связи по скорости формируется путем прохождения разностного сигнала $\Delta\omega$ через ПИ-регулятор фазы (РФ). Такая система позволяет поддерживать скорость вращения вала постоянной и равной заданному значению ω^* .

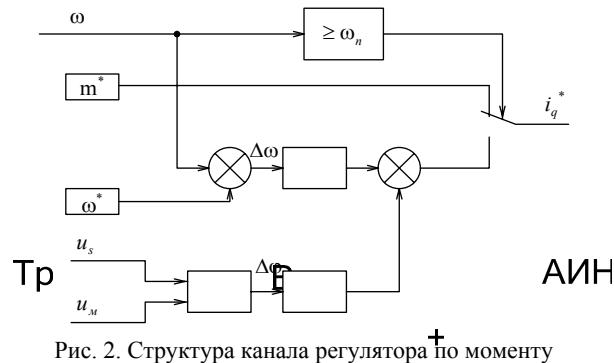


Рис. 2. Структура канала регулятора по моменту

АИН

Однако этого недостаточно для выполнения условия подключения АИН к сети. Для синхронизации выходного напряжения инвертора с сетевым напряжением необходимо обеспечить совпадение этих напряжений по фазе. Это обеспечивается с помощью системы, показанной на рис. 3.

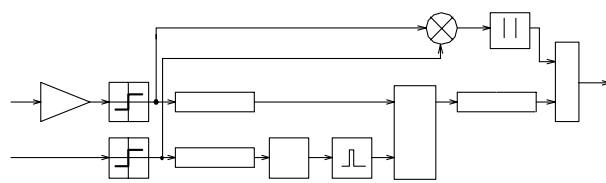


Рис. 3. Структура канала регулятора по фазе

Очевидно, что разностный сигнал по фазе нельзя получить простым вычитанием напряжений сети u_s и АИН u_i . Это объясняется тем фактом, что эти напряжения не совпадают по амплитуде, а выходное напряжение АИН содержит также высокочастотные пульсации. Сглаживание этих пульсаций фильтром с низкой частотой среза приводит к сдвигу по фазе на основной частоте. Поэтому используется более сложный алгоритм.

На рис. 4 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процесс синхронизации. Диаграммы в левой части рисунка соответствуют интервалу, когда напряжение сети опережает выходное напряжение инвертора, а диаграммы в правой части – когда напряжение сети отстает от напряжения инвертора.

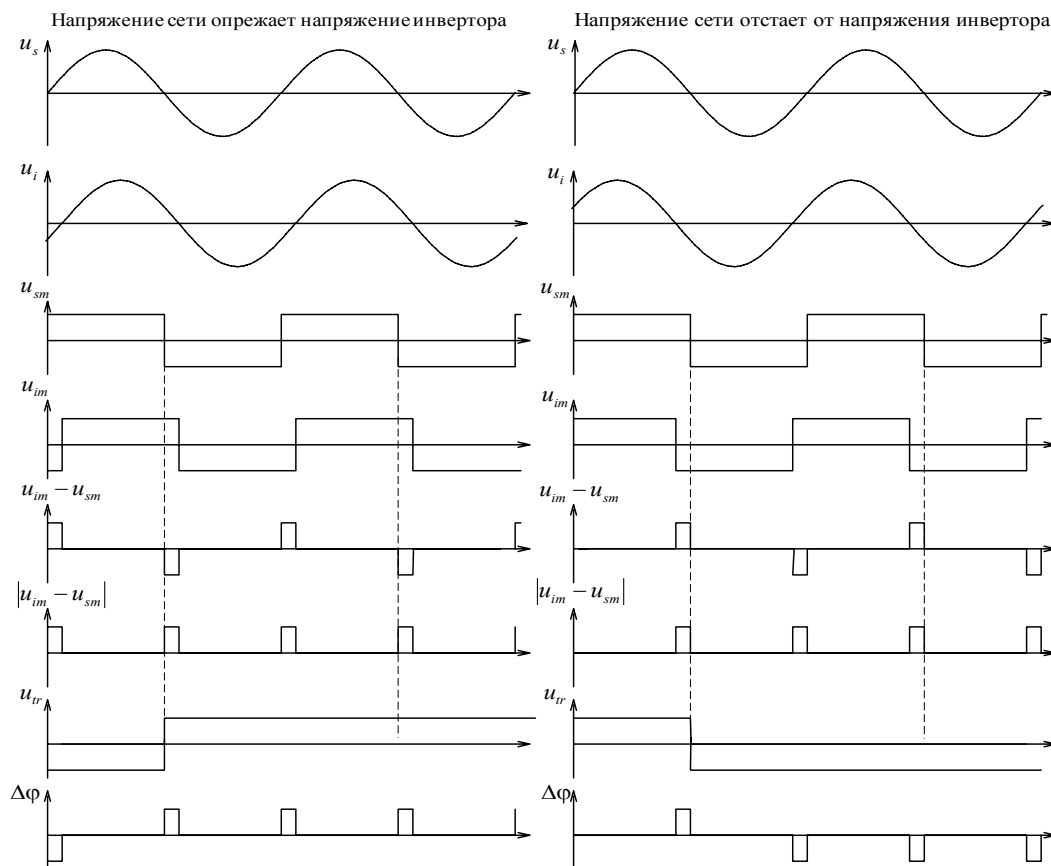


Рис. 4. Диаграммы синхронизации напряжении сети и АИН

Как видно из приведенных на рис. 4 диаграмм напряжения сети u_s и инвертора u_i преобразуются к меандрам единичной амплитуды u_{sm} и u_{im} соответственно. Напряжение сети предварительно инвертируется. Сложение сигналов $-u_{sm}$ и u_{im} дает разностный сигнал в виде разнополярных импульсов, длительность которых пропорциональна сдвигу фазы между напряжениями сети и инвертора. Необходимо определить знак этого сдвига. Для этого используется D-триггер, на информационный вход D которого подается логический сигнал, равный логической 1 при положительном значении напряжения АИН и логическому 0 – при отрицательном значении, а на вход синхронизации подается логический сигнал, равный логической 1 при положительном значении напряжения сети и логическому 0 – при отрицательном значении. Выходной сигнал триггера преобразуется в меандр единичной амплитуды u_{tr} . Результирующий разностный сигнал ошибки по фазе $\Delta\phi$ получается путем перемножения этого сигнала с импульсами, длительность которых пропорциональна фазовому сдвигу. Для подстройки выходного напряжения инвертора по фазе полученный разностный сигнал пропускается через ПИ регулятор и суммируется с сигналом обратной связи по скорости.

Специального рассмотрения требует задача определения условия синхронизации выходного напряжения АИН с напряжением сети. Этому условию теоретически соответствует нулевая длительность разностных импульсов, однако зафиксировать ее достаточно сложно, поэтому критерием синхронизации является длительность разностного импульса меньшая определенного значения. В цифровой системе управления решение этой задачи не представляет существ-

венной сложности, можно зафиксировать импульсы длительностью до 100 μs , что соответствует углам сдвига 1,8 электрических градусов. В аналоговой системе управления необходимо использовать системы сдвига на RC-цепях. Естественно точность в таком случае оказывается заметно ниже, однако для безаварийного переключения на сеть достаточно угла сдвига 5-10 электрических градусов.

Как было отмечено выше, после срабатывания автоматического выключателя Q1 необходимо поддерживать выходное напряжение АИН равным напряжению в сети.

Непосредственно перед коммутацией это условие выполняется. Однако в исследуемой системе управления амплитуда и угол поворота вектора потокосцепления ротора определяются путем интегрирования напряжения статора. В момент переключения присутствует некоторая кратковременная несимметрия напряжений и токов статора, которая вносит существенную ошибку в формирование напряжения управления. Естественным представляется использование на этапе параллельной работы сети и инвертора напряжения сети u_s в качестве напряжений управления инвертора u_y . Для этого необходимо трансформировать структуру системы управления так, как показано на рис. 5.

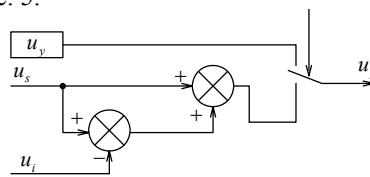


Рис. 5. Структура формирования напряжения управления на интервале коммутации

Отметим, что если коэффициент несинусоидальности напряжения сети относительно велик, то искажения напряжения сети могут оказывать влияние на интервале совместной работы сети и инвертора. Поэтому необходима отрицательная обратная связь по выходному напряжению инвертора u_i .

РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СП АИН

Рассчитаем основные элементы системы пуска асинхронной машины с короткозамкнутым ротором мощностью 630 kW. Номинальное линейное напряжение статора составляет 10 kV, а номинальный ток статора – 40,4 А.

Расчет емкости конденсатора в цепи постоянного тока инвертора проводится из условия поддержания напряжения с заданной амплитудой пульсации при максимальном токе нагрузки. Требуемую емкость можно приблизительно определить, пренебрегая пульсациями выходного напряжения выпрямителя из следующего выражения:

$$C_d = \frac{I_d \cdot \Delta t}{\Delta U} \quad (1)$$

I_d – входной ток инвертора, принимаем равным 75 А (что соответствует значению момента 1,35 от номинала, поддерживаемому в процессе пуска); Δt – интервал времени, между подзарядками конденсатора от сети (примерно 10 ms); ΔU – допустимый провал напряжения, принимаем равным 750 В.

Тогда емкость конденсатора C_d составляет:

$$C_d = \frac{75 \cdot 0.01}{750} = 1 \cdot 10^{-3} \text{ F.}$$

Расчет элементов фильтра на выходе АМ носит компромиссный характер.

Наибольшую проблему вызывает определение индуктивности реактора фильтра L_ϕ . С одной стороны, чем больше индуктивность L_ϕ , тем лучше сглаженной будет форма выходного напряжения на АМ. А с другой стороны, эта индуктивность включена последовательно с обмотками статорам АМ и оказывает влияние на процессы в машине. При моделировании установлено, что добиться устойчивости регуляторов СУ СП АИН возможно при значении индуктивности L_ϕ равной 50% от индуктивности рассеяния статора. То есть индуктивность реактора составляет 20 мН.

Амплитуда старшей гармоники выходного напряжения инвертора с частотой ШИМ примерно равна $0.4 \cdot U_d$. Тогда амплитуда тока этой частоты составляет:

$$I_{\text{ШИМ}} = \frac{0.4 \cdot U_d}{\omega \cdot L_\phi \cdot k}, \quad (2)$$

где $k = f_{\text{ШИМ}} / f_c = 5000 / 50 = 100$.

$$I_{\text{ШИМ}} = \frac{0.4 \cdot 15000}{314 \cdot 0.02 \cdot 100} = 9.5 \text{ A.}$$

Несмотря на то, что таких высших гармоник тока много, суммарное действующее значение всех высших гармоник тока все-таки меньше номинального тока статора АМ.

Активное сопротивление реактора фильтра выбираем равным 1% от индуктивного сопротивления на частоте сети 50 Hz, то есть $r_\phi = 0,063 \Omega$.

Выбор емкости конденсатора также неоднозначен. Очевидно, что для улучшения фильтрации высокочастотных пульсаций желательно повышать вели-

чину этой емкости. А с другой стороны при увеличении этой емкости резонансная частота фильтра приближается к частоте сети 50 Hz, что недопустимо. В предложенной системе пуска емкость конденсаторов фильтра выбрана равной $5 \mu\text{F}$.

Электромагнитные процессы на интервале параллельной работы автономного инвертора и сети можно рассматривать с использованием эквивалентной схеме, представленной на рисунке 6. В этой схеме условно введена нулевая точка сети, инвертора и нагрузки. Асинхронная машина представлена схемой замещения, соответствующей на конечной стадии пуска последовательному включению активного сопротивления статора r_m , индуктивности рассеяния статора L_m , и противоЭДС e .

Необходимо также учесть сопротивление и индуктивность в цепях сети (r_c, L_c) и инвертора (r_ϕ, L_ϕ).

Индуктивность сети L_c определяется по мощности короткого замыкания $P_{кз}$.

$$L_c = \frac{U_\Delta^2}{\omega \cdot P_{кз}} \quad (3)$$

Подставляя в (3) значение действующего линейного напряжения 10 kV, угловой частоты 314 1/s и мощности короткого замыкания 30 MW, получим:

$$L_c = \frac{10^4}{314 \cdot 3 \cdot 10^7} = 0.0106 \text{ Гн.}$$

Активное сопротивление сети принимаем равным 1 Ω .

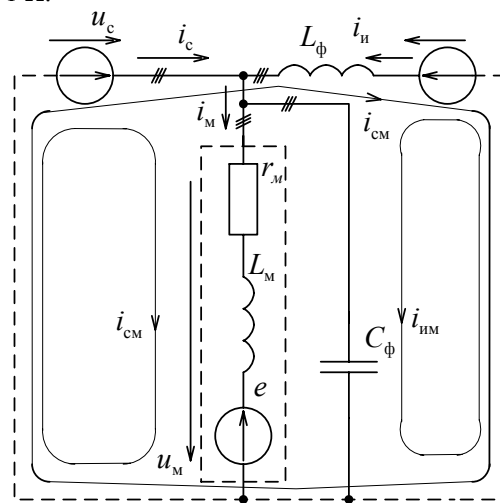


Рис. 6. Эквивалентная схема СП АИН на этапе коммутации

Влиянием конденсаторов фильтра C_ϕ можно пренебречь, поскольку на интервале коммутации рассматриваются переходные процессы с частотой сети, а сопротивление конденсаторов фильтра переменному току частотой 50 Hz составляет 640Ω (в 4 раза больше базового сопротивления АМ).

С учетом принятых допущений можно выделить в схеме 3 тока: i_c – ток сети, i_in – ток инвертора, i_m – ток машины. Эти токи содержат вынужденную и свободную составляющие. Анализ осциллограмм, полученных при моделировании системы пуска, показывает, что длительность переходного процесса не превышает 5-10 ms. Поэтому для упрощения анализа можно пренебречь свободной составляющей и ограничиться расчетом установившегося режима. Для определения токов в установившемся режиме можно воспользоваться методом контурных токов. Выделим 3 контура,

как показано на рисунке 6, с токами i_{CM} , i_{CI} , i_{IM} . Значения контурных токов равны:

$$\begin{cases} i_{CM} = \frac{u_c - e}{\sqrt{(r_c + r_M)^2 + (\omega(L_c + L_M))^2}} \\ i_{CI} = \frac{u_c - u_{II}}{\sqrt{(r_c + r_{II})^2 + (\omega(L_c + L_{II}))^2}} \\ i_{IM} = \frac{u_{II} - e}{\sqrt{(r_M + r_{II})^2 + (\omega(L_M + L_{II}))^2}} \end{cases} \quad (4)$$

Токи сети, инвертора и машины определяются следующим образом:

$$\begin{cases} i_c = i_{CM} + i_{CI} \\ i_M = i_{CM} + i_{IM} \\ i_{II} = i_{IM} - i_{CM} \end{cases} \quad (5)$$

Анализируя систему уравнений (5) можно сделать следующий вывод: для обеспечения переключения машины на сеть без бросков момента на валу, необходимо минимизировать ток i_{IM} , поскольку ток i_{CM} , примерно равен установившемуся току АМ непосредственно перед коммутацией. Однако, в таком случае ток инвертора i_{II} полностью равен контурному току i_{CI} . Величина тока i_{CI} пропорциональна разности напряжения сети и инвертора, то есть на интервале коммутации необходимо поддерживать первую гармонику напряжения на выходе инвертора примерно равной напряжению сети.

Определим требуемую точность поддержания выходного напряжения инвертора на этапе коммутации. Предположим, что амплитудное значение тока инвертора на этом этапе составляет 200% от номинального тока АМ, то есть 114 А. Тогда разность напряжений сети и инвертора не должна превышать

$$\begin{aligned} (u_c - u_{II})_{\max} &= i_{CI} \cdot \omega \cdot (L_{\Phi} + L_c) \\ (u_c - u_{II})_{\max} &= 114 \cdot 314 \cdot (0,02 + 0,0106) = 1095 \text{ В} . \end{aligned} \quad (6)$$

Описанный выше регулятор напряжения управления позволяет поддерживать разностное напряжение не более чем 1000 В на всем интервале коммутации.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СП АИН

Моделирование комбинированной системы пуска проведено с помощью программного пакета Matlab Simulink/SimPowerSystem [3].

Создана дискретная модель с фиксированным шагом счета (при моделировании значение шага по умолчанию уменьшено в два раза - до 1 μ s для повышения точности расчетов). Это существенно ускорило скорость моделирования, и сняло некоторые ограничения, характерные для моделей с непрерывными состояниями и переменным шагом счета.

Система управления построена в относительных единицах. Все параметры, связанные с асинхронной машиной, выведены в отдельный блок констант. Это позволяет достаточно просто проводить моделирование для АМ различной мощности и конструкции и анализировать подобие процессов пуска.

При моделировании относительное сопротивление обмоток статора и ротора принято 0,035 (абсолютное значение 5 Ω), относительная индуктивность рассеяния статора и ротора - 0,1 (абсолютное значение 44,5 мН), относительная индуктивность контура намагничивания - 3,0 (абсолютное значение 1,35 Н).

Моделирование проводилось при изменении относительного механического момента нагрузки, приведенного к валу, от 0,1 до 1 с шагом 0,1.

Сигналы заданий в относительных единицах устанавливались следующие: по электромагнитному моменту устанавливался равным 1,35, а по потокосцеплению ротора - 0,7.

Результаты моделирования при значении приведенного механического момента нагрузки на валу равном 20% приведены на рис. 7-8, а при значении приведенного механического момента нагрузки 100% от номинального электромагнитного момента (4011 Н·м) - на рис. 9-10.

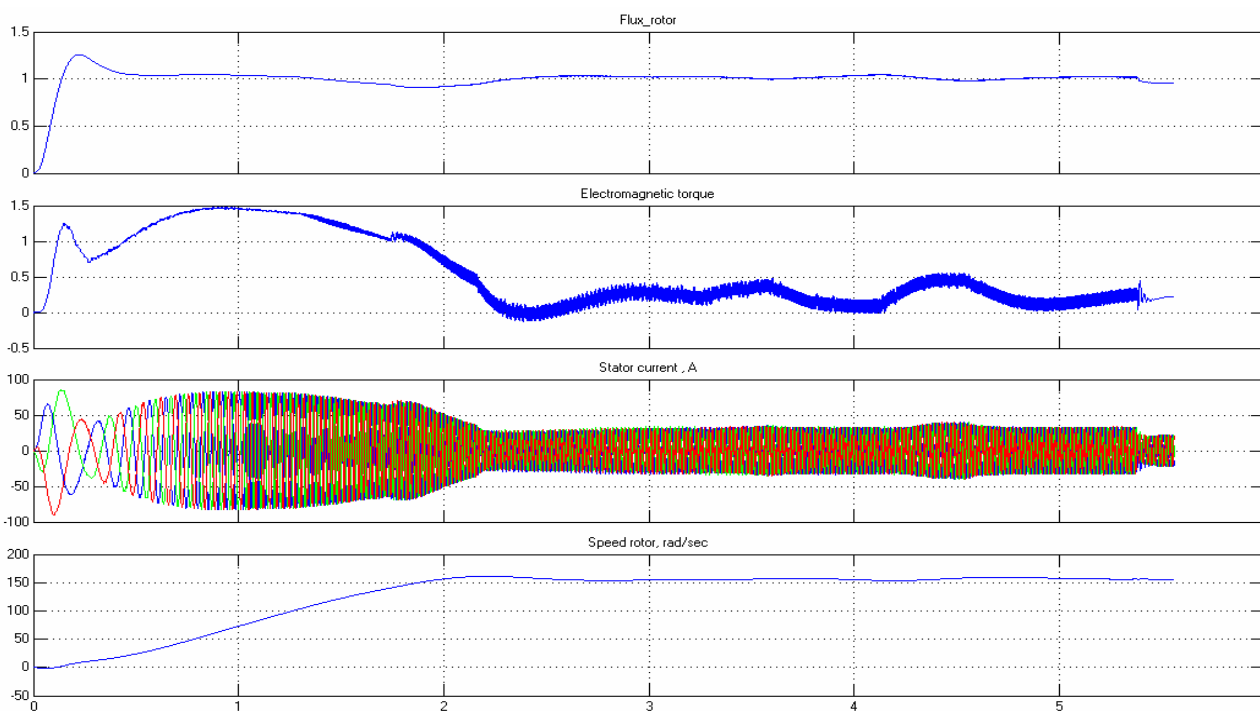


Рис. 7. Результаты моделирования пуска с моментом на валу равным 20% от номинального

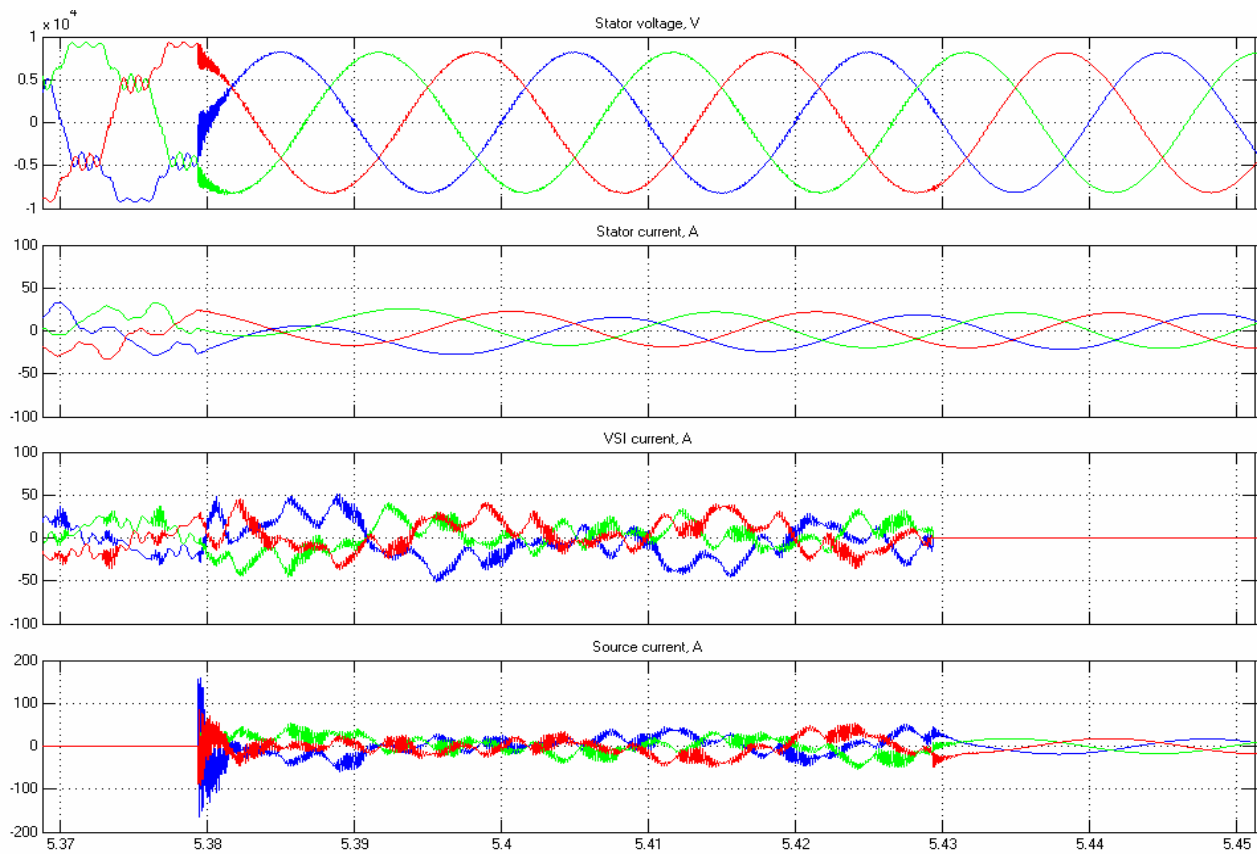


Рис. 8. Результаты моделирования пуска с моментом на валу равным 20% от номинального (процесс переключения на сеть)

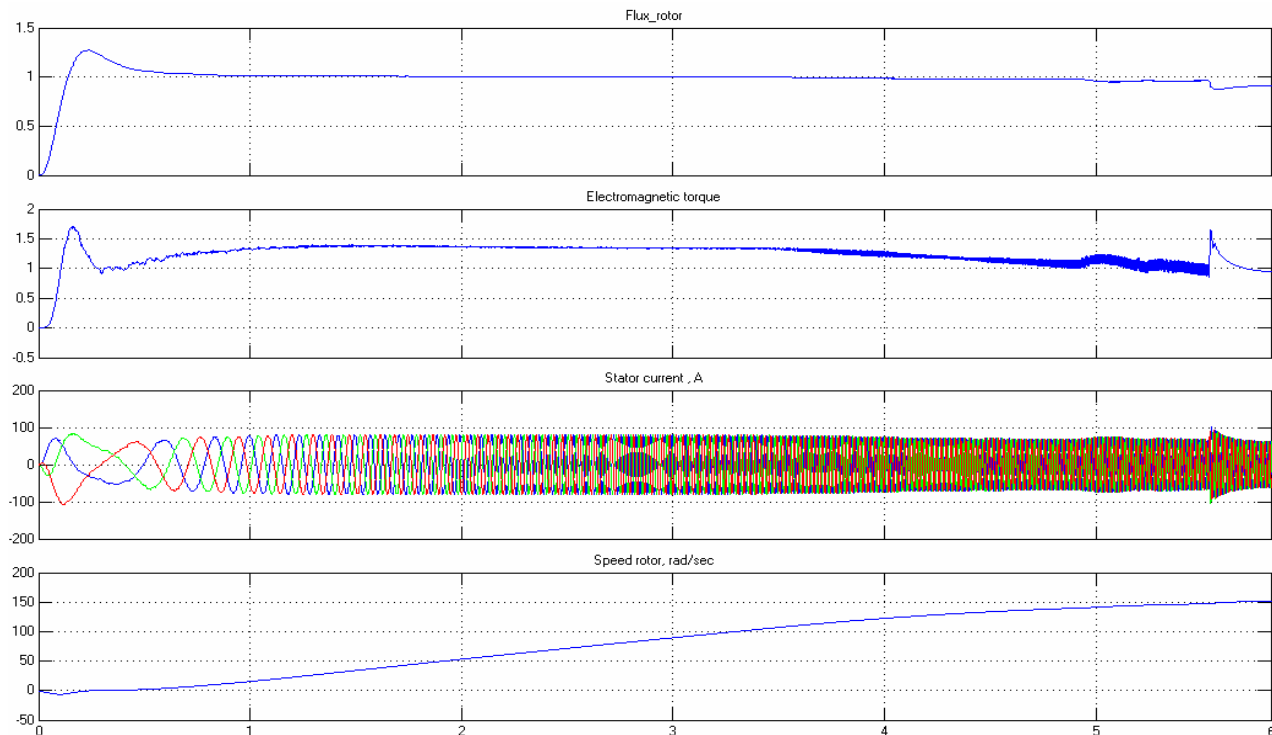


Рис. 9. Результаты моделирования пуска с номинальным моментом на валу

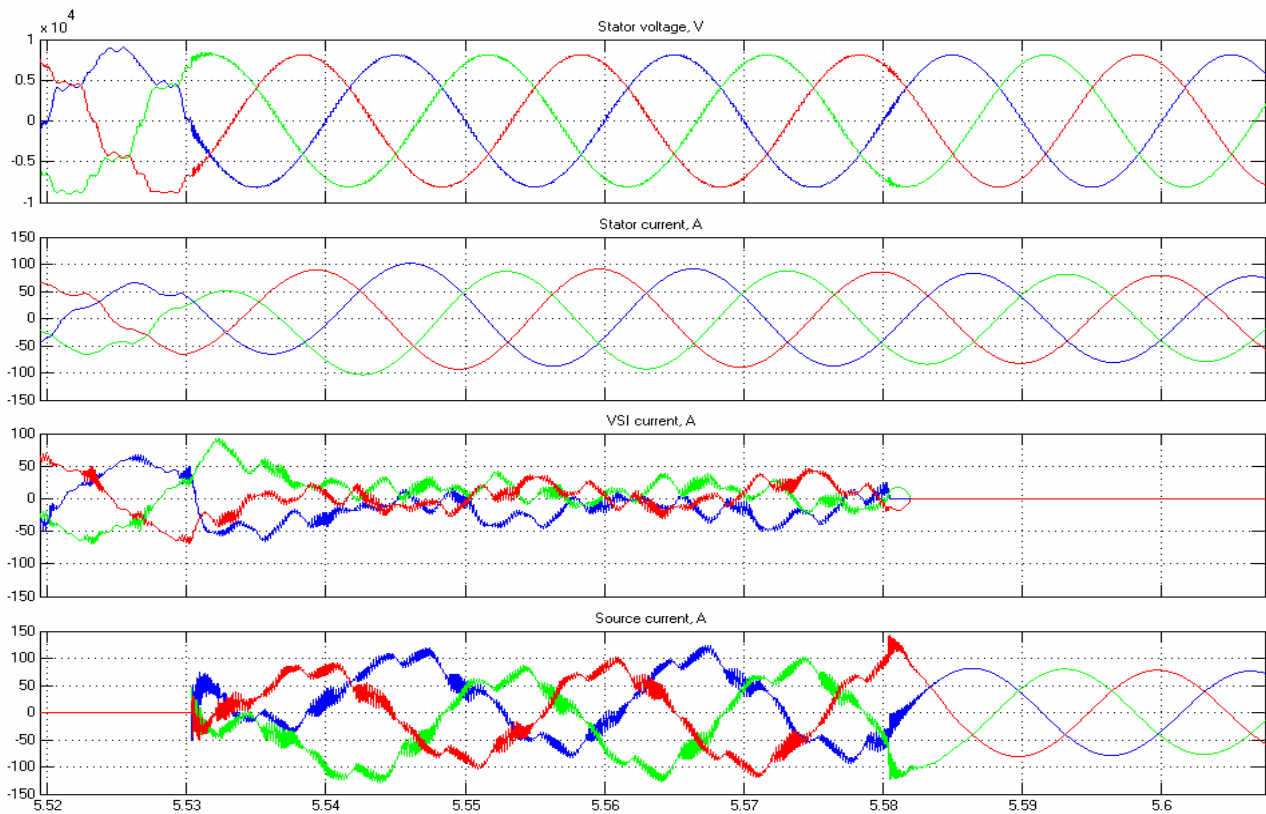


Рис. 10. Результаты моделирования пуска с номинальным моментом на валу (процесс переключения на сеть)

На рис. 7 и 9 показаны, соответственно, потокосцепление ротора и электромагнитный момент в относительных единицах, а также ток статора и скорость вращения вала в абсолютных единицах на всем интервале пуска. На рис. 8 и 10 показано напряжение на статоре, ток статора, ток инвертора и ток сети в таком масштабе, чтобы было видно интервал параллельной работы инвертора и сети. При моделировании предполагалось, что автоматический выключатель, отключающий инвертор, размыкается через 50 ms после подключения машины к сети.

Как видно из приведенных осциллограмм в процессе пуска четко выделяются 4 участка:

1. Разгон от АИН до скорости 140 1/s (при этом потокосцепление равно 1, а момент 1,35 от номинального значения);
2. Подстройка частоты и фазы выходного напряжения АИН для синхронизации с напряжением сети (при этом электромагнитный момент зависит от момента нагрузки);
3. Интервал параллельной работы сети и инвертора;
4. Работа АМ от сети.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная система пуска асинхронной машины на основе автономного инвертора напряжения с ШИМ позволяет осуществить разгон АМ при любом законе изменения момента нагрузки на валу.

После разгона происходит синхронизация выходного напряжения инвертора с напряжением в питающей сети и переключение асинхронной машины на сеть.

Методом компьютерного математического моделирования подтверждена возможность переключения с интервалом параллельной работы инвертора и сети.

Преимуществом предложенной системы, по сравнению с СП на основе преобразователей ведомых сетью, является ограничение тока статора АМ на заданном уровне на всем интервале пуска.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Жемеров Г.Г., Крылов Д.С. Система пуска асинхронной машины на основе трехпульсного трехфазно-трехфазного непосредственного преобразователя частоты. "Технічна електродинаміка". Темат. Вып. "Силовая електроніка та енергоефективність" ч. 2, 2005 С. 73-80.
- [2] Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. Учебное пособие. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 с.
- [3] Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с., ил.

Поступила 25.10.2007

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ВВОДОВ ОБОРУДОВАНИЯ ЭНЕРГОСИСТЕМ

Жорняк Л.Б., к.т.н., доц., Осинская В.И., Райкова Е.Ю., Снигирев В.М., к.т.н., доц.
Запорожский национальный технический университет
Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра электрических аппаратов
тел. (0612) 64-46-25, факс: 64-21-41, E-mail: zporoton@zntu.edu.ua

Досліджені питання надійності та експлуатації електричної ізоляції високовольтних вводів, що знаходяться в експлуатації на різних енергозабезпечуючих системах, засоби підвищення терміну використання електротехнічних пристроїв.

Исследованы вопросы надежности и эксплуатации электрической изоляции высоковольтных вводов, которые находятся в эксплуатации на различных энергообеспечивающих системах, методы повышения срока службы электротехнических устройств.

Современное общество требует надежного и бесперебойного электроснабжения. Задачей энергосистем является выработка, передача и распределение электроэнергии требуемого качества и стоимости с минимальным риском для людей и окружающей среды. Наиболее распространенная причина аварийной ситуации на подстанциях с различными мощностями во время эксплуатации – это повреждение силовых трансформаторов, высоковольтных выключателей и реакторов, которые являются одними из главных элементов в системе передачи и распределения электрической энергии. В электроэнергетике Украины, также как и в других странах, в настоящее время в эксплуатации находится большое количество силовых трансформаторов, выключателей и реакторов с длительным сроком службы, который в основном составляет 25 лет, и значительная часть этого оборудования уже отработала этот нормативный срок [1, 16]. Замена такого оборудования требует существенных финансовых вложений и не всегда целесообразна с точки зрения технических и экономических затрат.

Анализ работы электрооборудования на различных станциях показывает, что большая часть отказов и повреждений приходится на высоковольтные маслонаполненные вводы (МНО) до 53%, причем - 76% в основном на вводы трансформаторов (рис. 1). Более низкая надежность трансформаторных вводов отчасти может быть объяснена условиями их работы, влиянием температуры верхних слоев масла, которая может достигать 80°C, существенными заводскими дефектами конструкций и изготовления. Исходя из опыта эксплуатации энергосистем разных стран, имеется возможность существенно продлить срок эксплуатации МНО при условии проведения качественного и полного диагностирования, раннего устранения обнаруженных дефектов путем недорогого восстановительного ремонта. В [17] отмечается, что в российских энергосистемах с оборудованием 110 и 220 кВ наибольшее число повреждений пришлось на 1997...1999 гг. Некоторое снижение числа повреждений вводов и трансформаторов после 2000 г. объясняется упомянутым выше изъятием из эксплуатации дефектного оборудования, произведенного в предыдущие годы. Более вероятно, что это снижение повреждаемости является временным явлением и если не принять мер, то в дальнейшем и у нас на Украине

число повреждений электрооборудования с учетом его массового старения и низких темпов технического перевооружения будет расти. Поэтому весьма актуальна проблема обеспечения надежности и продления срока службы этого оборудования, за счет улучшения качества работы высоковольтных вводов [2, 16, 17].

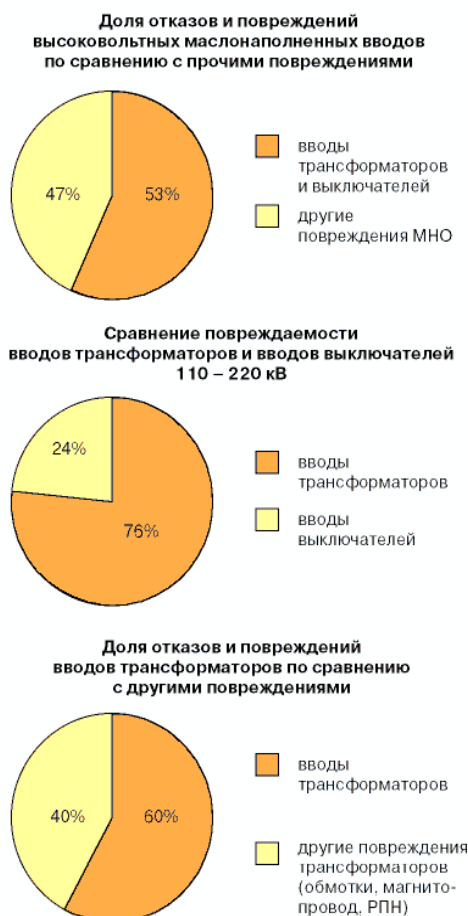


Рис. 1. Показатели доли отказов и повреждений оборудования энергосистем

Классификация отказов и повреждений высоковольтных вводов, трансформаторов и масляных выключателей 110, 220 кВ свидетельствует о том, что во вводах наиболее частыми являются: недопустимое ухудшение диэлектрических характеристик (39,2%); пробой и разрушение остова (14,6%), неудовлетворительные ре-

зультаты хроматографического анализа (14,6%); нарушение герметизации ввода, течь масла (14,6%); разрушение нижней фарфоровой покрывки (12,2%), что приводит к недопустимому ухудшению диэлектрических характеристик оборудования в целом [17].

Анализ распределения отказов и повреждений высоковольтных вводов и силовых трансформаторов в зависимости от периода их эксплуатации позволяет сделать следующее заключение, что наибольшее количество отказов и повреждений высоковольтных вводов наблюдается после 15 и 30 лет эксплуатации, а силовых трансформаторов — после 10 и 30 лет. Повреждаемость МНО на уровне 15...20% в первые 10...15 лет работы объясняется проявлением в основ-

ном существенных заводских дефектов конструкции и изготовления.

Ведущие мировые фирмы и предприятия для решения проблемы повышения надежности высоковольтных вводов и для улучшения, в конечном счете, качества работы потребителей предлагают различные варианты. Широко распространены высоковольтные вводы с такими видами изоляции как, бумажно-масляная изоляция (БМИ), RBP-изоляция (resin bounded paper, бумага, покрытая смолой) и RIP-изоляцией (resin impregnated paper, бумага пропитанная смолой). Данные виды изоляции обеспечивают необходимые характеристики, которые указаны в таблицах 1 и 2 [2, 14, 16 18, 19]

Таблица 1

Требования к изоляции вводов с твердой, бумажно-масляной и RIP-изоляцией (класс напряжения 110 кВ)

Вводы с бумажно-масляной изоляцией			Вводы с твердой RBP-изоляцией			Вводы с твердой RIP-изоляцией		
Нормы по ГОСТ 10693-81	Нормы по IEC 137	Нормы "АББ ЭИ Бушинг"	Нормы по ГОСТ 10693-81	Нормы по IEC 137	Нормы "АББ ЭИ Бушинг"	Нормы по ГОСТ 10693-81	Нормы по IEC 137	Нормы "АББ ЭИ Бушинг"
Тангенс угла диэлектрических потерь основной изоляции								
Не выше 0,7% при напряжении 107 кВ	Не выше 0,7% при напряжении 74,6 кВ	Не выше 0,55% на всех ступенях напряжения от 10 кВ до одноминутного испытательного 265 кВ	Не выше 1,0% при напряжении 76 кВ	Не выше 1,5% при напряжении 74,6 кВ	Не выше 0,75% при напряжении 76 кВ	Нормы на RIP изоляцию в ГОСТ не установлены	Не выше 0,7% при напряжении 74,6 кВ	Не выше 0,5% на всех ступенях напряжения от 10 кВ до одноминутного испытательного 265 кВ
Прирост тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции								
Не выше 0,3% при изменении напряжения от 38 кВ до 108 кВ	Не выше 0,1% при изменении напряжения от 74,6 кВ до 123 кВ	Не выше 0,03% при изменении напряжения от 10 кВ до 170 кВ	Не выше 0,3% при изменении напряжения от 38 кВ до 108 кВ	Не выше 0,4% при изменении напряжения от 74,6 кВ до 123 кВ	Не выше 0,05% при изменении напряжения от 38 кВ до 109 кВ	Нормы на RIP изоляцию в ГОСТ не установлены	Не выше 0,1% при изменении напряжения от 74,6 кВ до 123 кВ	Не выше 0,05% при изменении напряжения от 38 кВ до 123 кВ
Уровень частичных разрядов								
Не выше 10 пКл при напряжении 109 кВ	Не выше 10 пКл при напряжении 107 кВ. Не выше 5 пКл при напряжении 74,6 кВ	Не выше 5 пКл при напряжении 109 кВ после выдержки при испытательном напряжении	Не выше 10 пКл при напряжении 109 кВ	Не выше 250 пКл при напряжении 107 кВ. Не выше 100 пКл при напряжении 74,6 кВ	Не выше 250 пКл при напряжении 109 кВ. Не выше 100 пКл при напряжении 76 кВ	Нормы на RIP изоляцию в ГОСТ не установлены	Не выше 10 пКл при напряжении 107 кВ. Не выше 5 пКл при напряжении 74,6 кВ	Не выше 5 пКл при напряжении 142 кВ.

Таблица 2

Требования к изоляции вводов с твердой, бумажно-масляной и RIP-изоляцией (класс напряжения 220 кВ)

Вводы с бумажно-масляной изоляцией			Вводы с твердой RIP-изоляцией		
Нормы по ГОСТ 10693-81	Нормы по IEC 137	Нормы "АББ ЭИ Бушинг"	Нормы по ГОСТ 10693-81	Нормы по IEC 137	Нормы "АББ ЭИ Бушинг"
Тангенс угла диэлектрических потерь основной изоляции					
Не выше 0,7%	Не выше 0,7%	Не выше 0,55%	Нормы на RIP изоляцию в ГОСТ не установлены	Не выше 0,7% при напряжении 74,6 кВ	Не выше 0,5% на всех ступенях напряжения от 10 кВ до одноминутного испытательного 265 кВ
Прирост тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции					
Не выше 0,3%	Не выше 0,1%	Не выше 0,03%	Нормы на RIP изоляцию не установлены	Не выше 0,1%	Не выше 0,05%
Уровень частичных разрядов					
Не более 10 пКл при $U=1,5 Uф$	Не более 10 пКл при $U=Uф$ Не более 5 пКл при $U=1,05Uф/\sqrt{3}$	Не более 5 пКл при $U=3 Uф$	Нормы на RIP изоляцию в ГОСТ не установлены	Не более 10 пКл при $U=Uф$ Не более 5 пКл при $U=1,05Uф/\sqrt{3}$	Не более 5 пКл при $U=2Uф$

КОНСТРУКТИВНЫЕ МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ДАННОЙ ПРОБЛЕМЫ

В настоящее время несколько сот тысяч вводов, находящихся в эксплуатации в энергосистемах различных стран, – это вводы с бумажно-масляной изоляцией (БМИ). БМИ имеет целый ряд достоинств, таких как: достаточно высокая электрическая прочность (кратковременная и длительная), относительно низкий уровень диэлектрических потерь, область применения до 750 кВ, хорошая совместимость с изоляцией силовых трансформаторов и шунтирующих реакторов. Во вводах с БМИ трансформаторное масло осуществляет одновременно две функции: диэлектрика и теплоотводящей среды. Однако, известны и существенные недостатки БМИ и, как следствие, проблемы эксплуатации вводов, что приводит к относительно высоким затратам при обслуживании. Изменение качества масла и его диэлектрических характеристик, и как следствие ухудшение общих изоляционных характеристик оборудования, приводит к необходимости постоянного мониторинга герметичности вводов и давления масла в них, периодическому отбору масла для определения его характеристик. В связи с этим предъявляются повышенные требования к качеству масла, такие как обеспечение необходимого охлаждения ввода, за счет малых динамической вязкости, температуры застывания при снятой нагрузке в условиях холодного климата. Другими словами, трансформаторное масло не должно изменять свой химический состав в течение длительного времени, ухудшая тепловую изоляцию и вызывая перегрев ввода, за счет выделенных осадков [3,7,8,10,16]. Интенсивная работа по созданию новых видов изоляции ведется, поскольку при эксплуатации маслонеполненных вводов часто возникает потенциальная опасность пробоя ввода и возможная утечка масла из него, трансформатора, выключателя или реактора. При этом реальна опасность загрязнения окружающей среды, а пробой изоляции или перекрытие бумажного остова на вводе, как правило, влекут за собой разрушение нижней фарфоровой покрывки и возможные последующие пожары трансформаторов, выключателей или реакторов.

Альтернативой вводам с масляной изоляцией является применение вводов с твердой изоляцией, изготовленной по RVP- и RIP-технологиям (рис. 2).

Сущность RVP-изоляции заключается в том, что основой ввода является твердое изоляционное тело, состоящее из электроизоляционной лакированной бумаги, намотанной на латунную трубу. При намотке тела на бумагу наносятся графитовые обкладки для выравнивания электрического поля. Для защиты изоляционного тела от увлажнения между ним и фарфоровым изолятором находится упругий наполнитель "Микагель" [13, 15]. Применение такой изоляции исключает вытекание масла через поврежденный ввод, поэтому не приводит к таким тяжелым последствиям, как при использовании БМИ. Однако технология производства вводов с RVP-изоляцией несовершенна. Так, смола, которая наносится на бумагу при намотке, проникает только в поверхностный слой, отсюда значительная часть объема бумаги остается непропитанной, т. е. в итоге содержит большое количество

газовых включений. А это в свою очередь приводит к ухудшению диэлектрических характеристик по сравнению с БМИ, несмотря на снижение рабочих напряженностей электрического поля с 3,6-4,0 кВ/мм, для БМИ, до 1,6-2,0 кВ/мм, для RVP-изоляции. Так, уровень частичных разрядов во вводах с RVP-изоляцией достигает 250 пКл, в то время как во вводах с БМИ этот уровень составляет 10 пКл.

Поэтому область применения RVP-изоляции ограничена (не более 110 кВ), т.к. новые методики диагностики, внедряющиеся на силовых трансформаторах и высоковольтных выключателях, предполагают проведение исследований под рабочим напряжением, а наличие ввода с уровнем частичных разрядов до 250 пКл создает серьезные проблемы для выполнения диагностических работ [6, 15, 16].

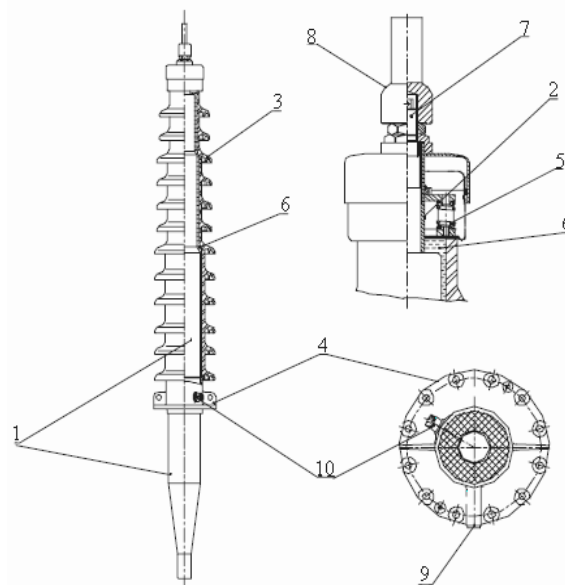


Рис. 2. Конструкция вводов с RBT- и RIP- изоляцией:
1 – тело ввода; 2 – латунная труба; 3 – фарфоровый изолятор; 4 – фланец; 5 – пружинная система; 6 – наполнитель "Микагель"; 7 – внутренняя контактная шпилька; 8 – внешняя контактная шпилька; 9 – деаэрационное отверстие; 10 – тест-вывод

Сущность RIP-изоляция заключается в том, что остов, намотан из электроизоляционной бумаги и пропитан специальным эпоксидным компаундом под вакуумом. Ввод с такой изоляцией иначе еще можно назвать вводом конденсаторного типа с твердой RIP-изоляцией. Основной конструктивной частью этого ввода является его изоляционный остов, который изготавливается из специальной крепированной бумаги с пропиткой эпоксидной смолой и конденсаторными обкладками из алюминиевой фольги [6, 13, 14, 16].

Применение вводов с RIP-изоляцией значительно улучшают изоляционные характеристики, за счет отсутствия газовых включений в остовах, позволяет получить оптимальное распределение электрического поля и напряженности. Также высоковольтные вводы с RIP-изоляцией обладают высокой огнеупорностью и практически устраняют риск пожара. Даже при пробое внутри бака силового трансформатора или бакового масляного выключателя высоковольтный ввод с RIP-изоляцией, являясь "пробкой", препятствует поступле-

нию кислорода внутрь бака и, соответственно, возгоранию трансформаторного масла. Основными преимуществами вводов с внутренней RIP-изоляция и полимерной наружной изоляцией являются:

- низкие диэлектрические потери, менее 0,5%;
- низкий уровень частичных разрядов при двойном наибольшем фазном напряжении, менее 5 пКл;
- рабочая напряженность электрического поля 4,0-6,0 кВ/мм;
- высокая механическая стойкость;
- высокая термическая стойкость;
- отсутствие нижней фарфоровой крышки;
- отсутствие необходимости технического обслуживания;
- абсолютно сухая конструкция, отсутствие изоляционного масла выше опорного фланца ввода;
- огнестойкость. Исключена опасность взрыва и пожара трансформатора из-за отсутствия утечек масла через ввод;
- взрывоустойчивая конструкция. В случае повреждения фарфорового изолятора в результате внешних воздействий сухой RIP-ввод остается работоспособным. При использовании внешней полимерной изоляции отсутствует разброс осколков;
- пригодность для эксплуатации в местах с повышенной сейсмичностью, за счет использования эластичных материалов с хорошей ударпрочностью;
- превосходные характеристики при работе в условиях загрязнения за счет гидрофобной силиконовой поверхности полимерной крышки;
- не разбивается при погрузке-разгрузке, транспортировке и монтаже;
- отсутствуют ограничения по углу наклона при установке;
- может использоваться при очень низких температурах окружающей среды;
- высокий уровень безопасности для обслуживающего персонала;
- малая масса и габариты;
- вводы экологичны, т.к. нет опасности загрязнения окружающей среды по причине утечек масла.

Применение вводов с RIP-изоляцией позволяет использовать, как альтернативы фарфоровым крышкам, полимерные изоляторы. Такие изоляторы представляет собой стеклоэпоксидную трубу с нанесенными резиновыми ребрами и двумя металлическими фланцами для крепления к соединительной втулке и верхнему фланцу ввода. Пространство между изоляционным остовом и полимерным изолятором заполняется либо трансформаторным маслом, либо вспененным полиуретаном. Полимерные изоляторы имеют ряд преимуществ, таких как, повышенную стойкость к воздействию окружающей среды, меньший вес, а также меньший риск повреждений во время транспортировки. Это позволяет применять такие вводы в сейсмонеустойчивых районах [4, 5, 13, 14, 16]. В эксплуатации высоковольтные вводы с RIP-изоляцией требуют минимального ухода, а именно, чистка фарфора по мере его загрязнения и измерения тангенса угла диэлектрических потерь и емкости периодически один раз в шесть лет. Таким образом, вводы с RIP-изоляцией являются на сегодняшний

день наиболее перспективными для трансформаторов, выключателей и реакторов.

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ВВОДОВ С БМИ

Ведущие разработчики высоковольтных вводов, такие как ЗАО "Мосизолятор", предлагают применить специальные металлические сильфонные компенсаторы для надежной герметизации конструкции вводов. Сильфонные компенсаторы обладают малой жесткостью и компенсируют непропорциональность температурных изменений соединительной трубы, фарфоровых крышек и масла. В этом случае нет необходимости в применении манометров, соединительных трубок и диафрагм, а также не требуется постоянный контроль и регулировка давления масла [14].

Концерн АВВ предлагает взамен сильфонного компенсатора температурных изменений применить азотную подушку. Это позволяет устранить избыточное давление масла во вводе, снизить массу всей конструкции, упростить технологический процесс изготовления электротехнического устройства и, следовательно, снизить себестоимость изделия. Улучшение системы индикации уровня масла во вводе позволяет вовремя определить аварийное состояние аппарата и принять соответствующие меры [4, 5]. Недостатком такого технического решения является то, что при недостаточном объеме азота в зимнее время может образоваться вакуум в верхней части ввода, а отсутствие надежной герметизации может привести к попаданию воды во ввод с последующим его пробоем [5, 16].

Уменьшить уровень частичных разрядов до 5 Кл, а также тангенс угла диэлектрических потерь до 0,005, шведские разработчики предлагают за счет применения ввода типа ВОИТ (ввод oil impregnated paper) (рис.3). Такие вводы состоят из электроизоляционной бумаги, намотанной на трубу из алюминиевого сплава. В бумагу вложены алюминиевые обкладки для выравнивания электрического поля. Верхний и нижний фарфоровые изоляторы и монтажный фланец закреплены концевыми гайками на центральной трубе, уплотнения выполнены маслостойкими резиновыми прокладками, что обеспечивает длину пути утечки, которая соответствует условиям зон с сильной степенью загрязнения. Кольцевое пространство между телом ввода и фарфоровыми изоляторами заполнено очищенным дегазированным трансформаторным маслом, которое обладает хорошими диэлектрическими свойствами, высокой стабильностью против окисления [16].

Российские исследователи предлагают вводить в трансформаторное масло фторорганические жидкости взамен органических на стадии производства новых вводов [15]. Поскольку фтор является самым сильным окислителем, более сильным, чем кислород, а фторорганическая жидкость инертна по отношению к любым воздействиям, в т.ч. стабильна под действием электрического поля и температуры, то фторорганические жидкости выступают, как пожаробезопасные жидкие диэлектрики.

Замена атома водорода на атом фтора позволяет использовать перфтортрансформаторное масло в ка-

честве морозостойкой смазки, поскольку при нормальных условиях оно становится твердым веществом. Применение перфтортрансформаторного масла в перспективе позволит значительно улучшить удельное сопротивление, тангенс угла диэлектрических потерь, электрическую мощность, поскольку обладает новыми свойствами и возможностями, такими как:

- негорючесть;
- высокая термическая и химическая стабильность;
- инертность по отношению к металлам, твердым диэлектрикам и резинам;

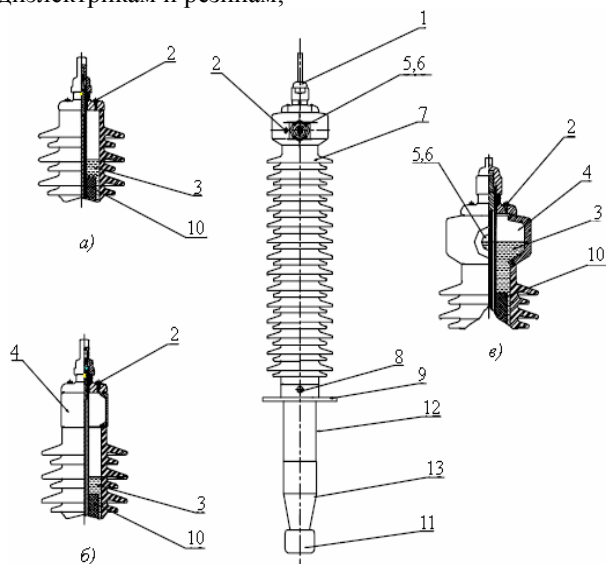


Рис. 3. Конструкция ввода типа ВОИТ [15]:

а), б) - без указателя масла; в) - с указателем масла;
 1 - внешняя контактная шпилька; 2 - отверстие для залива масла, герметизирующееся болтом с шайбой и резиновым уплотнением; 3 - масло; 4 - расширитель; 5 - стекло маслоуказателя; 6 - резиновое уплотнение; 7 - фарфоровый изолятор; 8 - тест-вывод; 9 - фланец; 10 - остов ввода; 11 - экран; 12 - удлинение фланца; 13 - фарфоровый изолятор

- нетоксичность, отсутствие цвета и запаха;
- возможность подбора жидкостей с различными точками кипения и замерзания;
- низкая растворимость воды и высокая растворимость газов;
- отсутствие растворимости любых нефторированных материалов;
- высокий коэффициент температурного расширения.

Следует отметить, что в настоящее время в энергетике эти жидкости еще не нашли широкого применения, т.к. обладают высокой ценой, потому активно ведутся разработки по созданию новой, более дешевой, технологии получения жидкости для перфтортрансформаторного масла.

Рассмотренные технические решения позволяют повысить эффективность работы трансформаторов, выключателей и реакторов, и, как следствие, повысить надежность работы энергообеспечивающих систем в целом. Одним из главных путей поддержания эксплуатационной надежности и продления рабочего ресурса оборудования является организация эффек-

тивного контроля его состояния в процессе эксплуатации. Поэтому при определении перспективных задач и программ развития первостепенное внимание необходимо уделять разработкам, направленным на повышение эффективности и надежности работы всего оборудования станций и подстанций, создание новых методов диагностирования, которые дают возможность организовать контроль электрооборудования без его отключения, под рабочим напряжением, а также на модернизацию оборудования находящегося в эксплуатации. При этом необходимо учитывать современные требования и тенденции мировой электротехники и электроэнергетики.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Энергетика світу та України. Цифри та факта. - Київ: Українські енциклопедичні знання, 2005. - 404 с.
- [2] Зеличенко А.С. Устройство и ремонт воздушных линий электропередачи и высоковольтных вводов - М.; Высшая школа, 1985. - 400 с.
- [3] Липштейн Р.А., Шахнович М.И. Трансформаторное масло. 3-е издание - М.; Энергоатомиздат, 1983 г. - 296 с.
- [4] Жорняк Л.Б. Проблемы надежности и способы повышения эффективности работы высоковольтных вводов. Электротехника и электроэнергетика. Научный журнал. ЗНТУ, 2005.
- [5] Славинский А.З. Новые программы и перспективные разработки ЗАО "Мосизолятор". Тезисы докладов XI международной научно-технической конференции "Трансформато-ростроение - 2005".
- [6] Соколов В.В. Проблемы надежности мощных трансформаторов после длительной эксплуатации. Тезисы докладов XI международной научно-технической конференции "Трансформато-ростроение - 2005".
- [7] Вводы герметичные на класс напряжения 110-220 кВ. Техническое описание и инструкция по эксплуатации ОИВ.463.00.
- [8] Инструкция по монтажу трансформаторов ВБИЕ.672834.025 ИМ.
- [9] Технологическая инструкция 5755565.25207.00001. Контроль и испытания трансформаторного масла.
- [10] ГКД 34.20.302-2002. Приймання, застосування та експлуатація трансформаторних масел. Методичні вказівки. НД/Енергетики, Київ 1998 г.
- [11] ГКД 34.20.302-2002. Норми випробування електрообладнання. Видання офіційне. Київ, Міністерство палива та енергетики України, Об'єднання "Інвестиційний фонд розвитку енергетики", 2002 г.
- [12] МЭК 60076-1 Изд.2.1.2000-04. Международный стандарт. Силовые трансформаторы. Часть 1: общие положения.
- [13] <http://vvod-kulikov.ru> - ТД "Калуга-энерго-поставка".
- [14] <http://www.marketelectro.ru> - Московский завод "Изолятор" им. А. Баркова.
- [15] <http://www.sermir.narod.ru/tryd/Posob> - журнал "Электrofизика".
- [16] <http://www.abb.ru> - Концерн АБВ.
- [17] Г.А. Николаев, А.В. Кузнецов. Техническое состояние маслонаполненного оборудования тяговых подстанций и система его комплексного диагностирования. - Вестник <http://www.css-rzd.ru/vestnik-vniizht/v2003-4>.
- [18] <http://www.belenergo.by> - НПП "БелЭнергоСпецОбор".

Поступила 18.10.2007

ЭФФЕКТИВНОСТЬ И ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИММЕТРИЧНЫХ СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Конохов Н.Н., к.т.н., доц.

Донецкий институт железнодорожного транспорта Украинской национальной железнодорожной академии, Украина, 83018, Донецк, ул. Горная 6, ДонИЖТ, каф. "ЕСЕ"
тел. (062) 319-01-46, 319-08-30. E-mail: eltechdrti@yandex.ru

На основании теории охлаждения электрических машин (ЭМ) с позиции общей теории симметрии выполнен анализ эффективности систем охлаждения (СО) и классификация схем вентиляции (СхВ), разработаны принципы проектирования симметричных СхВ ЭМ.

На основі теорії охолодження електричних машин (ЕМ) с позиції загальної теорії симетрії виконан аналіз ефективності систем охолодження (СО) і класифікація схем вентиляцій (СхВ) і розроблені принципи проектування симетричних СхВ ЕМ.

ВВЕДЕНИЕ

В предыдущих работах автора [1, 2, 3, 4] анализировались причины отсутствия заметного прогресса (и даже отдельное ухудшение по сравнению с базовой серией ВАО2* [2, 5]) масса-габаритных показателей новых украинских и российских серий взрывозащищенных АД типа ВАО 4, 1ВАО, ВАД, ВАО 5К, ВАО 5П, ВАО 7.

С одной стороны это связано с принятием отечественными КБ и заводами западной концепции "длинных" электродвигателей [1, 2], принципиальный недостаток которых-асимметричная аксиальная СО, особенно заметно проявляющийся при сварной технологии изготовления длинных оребренных корпусов, более доступной отечественным заводам по сравнению с технологией длинных литых густоорбренных станин у западноевропейских фирм.

С другой стороны, как отмечалось в [4], это связано с тем, что к концу XX столетия из конструкции ЭМ было "выжато" почти всё. Поэтому последние работы [3, 4] автор посвятил обоснованию концептуального значения теории симметрии для дальнейшего развития (усовершенствования) конструкции крупных ЭМ (КЭМ).

При этом доказывалось, что для КЭМ определяющим в развитии конструкции является совершенство СО с позиции теории симметрии, а сама СО для формирования новой конструкции и дизайна ЭМ выступает как "скелетообразующая" подсистема.

ОБЗОР И АНАЛИЗ ПУБЛИКАЦИЙ

Обзор публикаций по конструированию и тепло-вентиляционным расчётам ЭМ показывает, что понятие о симметрии ЭМ и их СО встречается ещё в ранних работах Алексева А.Е., Сергеева П.С., Виноградова Н.В. и др.

Например, в [6] на стр. 286 представлена (рис. 1) схема радиальной вентиляции синхронного компенсатора, на которой изображена поперечная ось симметрии, в теории симметрии [7] обозначаемая как плоскость зеркальной симметрии m (от англ. mirror - зеркало).

В современном учебнике [8] на стр. 48 поперечная плоскость зеркальной симметрии m на схеме вентиляции не показана, но зато в подписи к рисунку указано на симметричность СО присутствует (рис. 2).

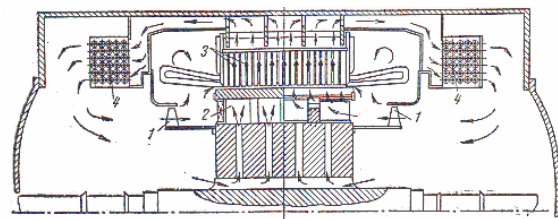


Рис. 1. Схема радиальной самовентиляции по замкнутому циклу синхронного компенсатора из [6]



Рис. 2. Схема двухсторонней (?) симметричной (!) радиальной вентиляции машины из [8]

В статье 80-х годов новосибирских авторов [9] система вентиляции АД серий АД и АД-2 мощностью до 6300 кВт определена как "симметричная аксиальная (?) система вентиляции" (хотя в действительности система является аксиально-радиальной, т.к. содержит центральный радиальный канал, благодаря чему и является симметричной). В этой же статье авторы уже употребляют и термин "плоскость симметрии" (!) (хотя на схеме вентиляции она тоже представлена не правильно – не на своем месте).

Из обзора даже этих нескольких источников можно видеть, что представление о симметрии ЭМ и их СО носит интуитивный характер и строго не согласуется с теорией симметрии [7]. К этому, тем не менее, нужно добавить, что практика упрощенного тепло-вентиляционного расчета симметричных ЭМ, сводящаяся к расчету 1/2 ее части [9-11], является логическим следствием конструктивного совершенства ЭМ с симметричной СО и может быть выделена в качестве одного из принципов проектирования симметричных СО.

Физически эффективность симметричных СО выражается в выравнивании тепловых перекосов, свойственных асимметричным СО, и использовании этого теплового резерва для повышения удельной мощности ЭМ. Этот резерв заложен и в формуле расчета допустимого превышения температуры обмотки $T_{доп}$ над температурой окружающей среды $T_{о.с}$ [11]:

$$\Delta T_{доп} = T_{пред} - T_{о.с} - \Delta T_{зап}, \quad (1)$$

где $\Delta T_{зап}$ – запас на неравномерность нагрева активных частей ЭМ.

* Общесоюзная серия взрывозащищенных АД мощностью от 200 до 2000 кВт ВАО 2 была разработана институтом ВНИИВЭ в 80-е годы и освоена на ряде заводов крупного электромашиностроения Минэлектротехпрома.

На рис. 3 представлены сравнительные расчетные графики температур обмотки статора для радиальной и аксиальной СО по Шуйскому [12], а на рис. 4 представлено экспериментальное распределение перегрева обмотки якоря тягового двигателя [13]. Такая неравномерность нагрева якорной обмотки свойственна всем тяговым двигателям с аксиальной СО и достигает, например, по данным [14] $45^{\circ}\text{--}60^{\circ}\text{K}$ (!).

СУЖЕНИЕ ОБЪЕМА РАССМАТРИВАЕМЫХ СО ЭМ

Наличие коллекторного узла у машин постоянного тока (МПТ) заведомо обуславливает генетическую асимметрию СО этих ЭМ (рис. 5) и их конструктивное несовершенство по отношению к машинам переменного тока. Поэтому МПТ в дальнейшем не рассматриваются, а анализируются **ЭМ переменного тока**, и в первую очередь асинхронные – как самые распространенные и надежные.

Так же большинство современных ЭМ охлаждаются воздухом и поэтому в дальнейшем рассматривается лишь **воздушное охлаждение**. Сравнение воздуха с другими хладагентами приводится в таблице 1. С учетом всех технико-экономических показателей и условий техники безопасности воздух, как хладагент, уступает только чистой воде, непосредственно омывающей нагретые части машины [15].

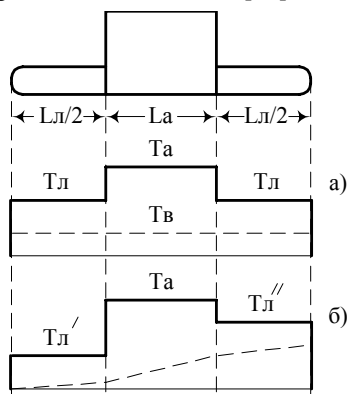


Рис. 3. Средние температуры обмотки и воздуха: а - при радиальной вентиляции, б - при аксиальной вентиляции из [12]

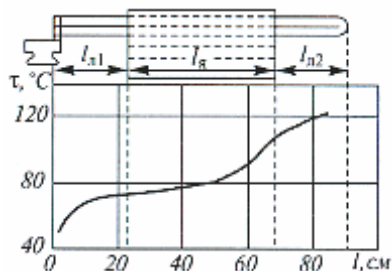


Рис. 4. Распределение перегрева обмотки якоря тягового двигателя НБ-412М из [13]

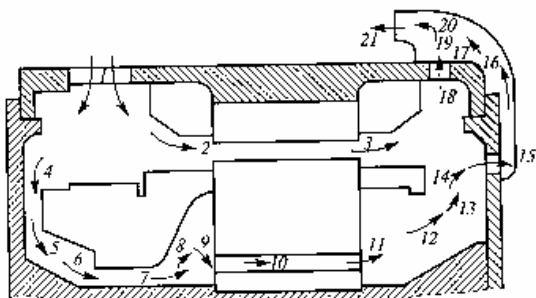


Рис. 5. Вентиляционная схема тягового двигателя

Таблица 1
(при нормальном давлении 101,3 Па)

Хлад-агент	Т-ра, °С	Плотность, кг/м ³	Уд. теплоемкость при постоянном давлении, кВт·с/кг·К	Объемная теплоемкость, кВт·с/м ³ ·К
Водород	20	0,084	14,31	1,20
	40	0,078	14,37	1,13
	60	0,074	14,41	1,08
Азот	20	1,165	1,04	1,21
	40	1,091	1,04	1,14
	60	1,025	1,04	1,07
Воздух (сухой)	20	1,205	1,01	1,21
	40	1,128	1,01	1,14
	60	1,060	1,01	1,07
Вода	20	998	4,18	4170
	40	992	4,18	4140
	60	983	4,18	4110

ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭМ

Классификацию охлаждения ЭМ по видам, способам и системам, приведенную в [14], для наглядности можно представить схематическим образом – рис. 3.

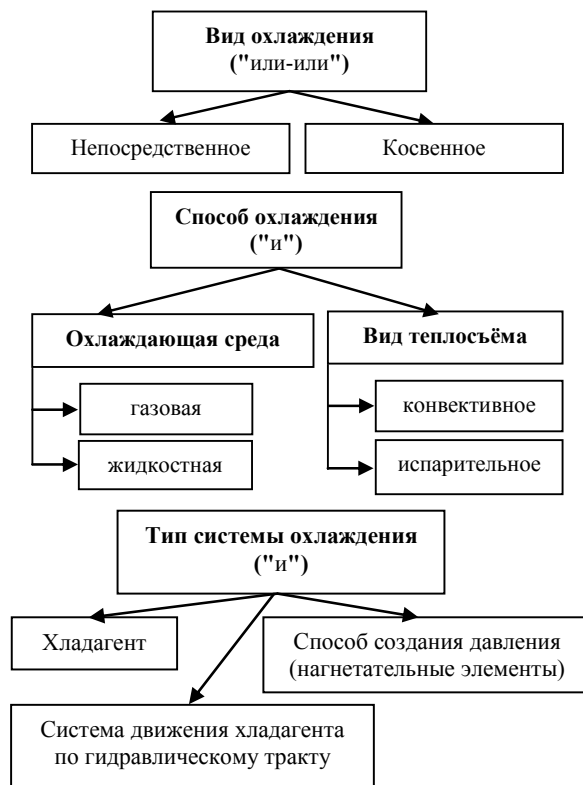


Рис. 3. Классификация охлаждения ЭМ по видам, способам и системам

Система охлаждения (СО) – совокупность способа охлаждения (газовое, воздушное, водяное, испарительно-конденсационное, жидкостно-заполненное) и схемы охлаждения.

Схема охлаждения (СхО) – схемное представление гидравлического тракта, источников аэродинамического давления и направлений движений хладагента.

Схема вентиляции (СхВ) – схема охлаждения, в которой циркуляция газообразного хладагента осуществляется напорными элементами: вентиляторами и крыльчатками.

Схема вентиляции, применяемая для анализа её симметрии (СхВ_с) – схема вентиляции, на которой

изображены все элементы симметрии (точки, линии и плоскости). При этом источники аэродинамического давления по логике анализа целесообразно не представлять (табл. 1), предполагая, что они так расположены и имеют такие напорные характеристики, при которых обеспечивается одинаковый расход и направление движения хладагента по симметричным каналам.

* **Аксиальная схема вентиляции, применяемая для анализа ее симметрии** ($SxV_{(A)}$) – схема вентиляции, при которой в активных частях ЭМ имеются только аксиальные вентиляционные каналы.

* **Аксиально-радиальная схема вентиляции, применяемая для анализа ее симметрии** ($SxV_{(AR)}$) – схема вентиляции, при которой в активных частях ЭМ имеются и аксиальные, и радиальные вентиляционные каналы.

Радиальная схема вентиляции, применяемая для анализа ее симметрии ($SxV_{(R)}$) – схема вентиляции, при которой в активных частях ЭМ имеются только радиальные вентиляционные каналы.

ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ СИММЕТРИИ

Из всех понятий теории симметрии [8, 16, 17] основополагающим является понятие **относительного равенства предметов**. Два предмета называются равными в отношении того или иного признака, если оба предмета обладают этими признаками.

Относительное равенство – это равенство в отношении данного признака.

Симметрия представляет собой особый вид геометрической закономерности.

Симметричный предмет – это предмет, состоящий из геометрически и физически равных частей, определенным образом расположенных друг относительно друга.

Геометрическое равенство в этом случае – это либо **совместимое равенство** (конгруэнтность), либо **зеркальное равенство** (инверсия).

Симметрическое преобразование** – это совмещение с помощью зеркального отражения и других способов совмещения плоских или пространственных фигур.

Симметричной фигурой называется всякая фигура, которая может совмещаться сама с собой в результате одного или нескольких последовательно произведенных симметрических преобразований.

Симметрия геометрических фигур есть их свойство содержать в себе равные и однообразно расположенные части.

Элементы симметрии – вспомогательные геометрические элементы (точки, линии, плоскости), с помощью которых осуществляются симметрические преобразования.

Плоскость симметрии (обозначение "m") – воображаемая плоскость, которая делит фигуру на две зеркально равные половины.

Ось симметрии (обозначение "n") – ось, при полном обороте вокруг которой фигура несколько раз приходит в совмещение сама собой.

Порядок оси симметрии – число совмещений

* Определения даны автором

** Законы преобразования фигур в пространстве должны быть следствием законов симметрии самого пространства [16]

при полном обороте фигуры. Оси симметрии могут быть любого порядка от 1 до ∞ .

Элементарный угол поворота – наименьший угол поворота, при котором фигура совмещается сама с собой. Из пространственных фигур ось симметрии бесконечного порядка могут иметь все тела вращения, в том числе цилиндр, которому соответствует активная часть $D^2 \times L$ ЭМ.

Всякая **машина, в том числе ЭМ**, вращающаяся вокруг определенной оси, по обеим концам которой господствуют разные условия, принимает симметрию n.

Центр симметрии (обозначение "C") – центр, в котором происходит инверсионное отражение фигуры: каждая точка фигуры переносится по прямой через точку "C" на равное расстояние.

Говорят, что фигура имеет центр симметрии C, если фигура совмещается сама с собой инверсией в данной точке.

КОМБИНАЦИИ ОСИ СИММЕТРИИ С ЦЕНТРОМ СИММЕТРИИ И ПЛОСКОСТЯМИ СИММЕТРИИ В ЭМ

Основные комбинации элементов симметрии ЭМ представлены на принципиальных схемах внутренней SxV ЭМ в табл. 2.

Ось симметрии ЭМ "n" – ось вращения ротора ЭМ.

Центр симметрии ЭМ "C" – центр тяжести активной части ЭМ, расположенный на оси симметрии "n"

Продольная плоскость симметрии ЭМ (обозначение* "m_∥") – плоскость зеркальной симметрии, проходящая по оси симметрии "n" ЭМ

Поперечная плоскость симметрии ЭМ (обозначение* "m_⊥") – плоскость зеркальной симметрии, проходящая перпендикулярно оси симметрии "n" через центр тяжести активной части ЭМ.

Вид симметрии ЭМ – полная совокупность всех элементов симметрии ЭМ.

Символы вида симметрии ЭМ – порождающие элементы симметрии ЭМ, записанные с помощью символов симметрии: . (точка) – обозначает параллельность (или совпадение), например: оси "n" и плоскости "m_∥" симметрии; : (двоеточие) – обозначает перпендикулярность плоскости симметрии "m_⊥" к оси симметрии "n"; { } – система, ∩ – пересечение подсистем.

КЛАССИФИКАЦИЯ И АНАЛИЗ СХЕМ ВЕНТИЛЯЦИИ ПО ВИДАМ СИММЕТРИИ ЭМ

Для первоначального анализа следует рассмотреть отдельно классификацию внутренней схемы $SxV_{(вт)}$, которая представлена в табл. 2, затем классификацию внешней схемы $SxV_{(вн)}$, а затем их системные комбинации $\{SxV_{(вт)} \cap SxV_{(вн)}\}$ в целом для всей СО ЭМ.

Однако здесь ограничимся подробным рассмотрением лишь внутренней $SxV_{(вт)}$ (табл. 2), представляющей большее значение для эффективности всей СО ЭМ.

В отношении же внешней $SxV_{(вн)}$ ограничимся ссылкой на традиционную их классификацию для закрытых ЭМ, приведенную, например, в [18] и на морфологический анализ СО закрытых ЭМ в работе автора [2].

При этом нужно отметить, что если во внутренней $SxV_{(вт)}$ традиционные и новые симметричные решения достаточно известны в зарубежных (SCHORCH, JEUMONT-SCHNEIDER, Mitsubishi Denki [19, 20] и отечественных ("Украина", BAO2, 2АТД, [21, 22]) разработках, то **симметричные ре-**

шения во внешней СхВ_(вн) разработаны недостаточно и встречаются чрезвычайно редко. Поэтому, как было показано в морфологической таблице [2] ещё имеются незаполненные ячейки этой таблицы, которые могут представлять новые технические решения на уровне изобретений, не только по внутреннему, но и по внешнему вентиляционному тракту.

ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИММЕТРИЧНЫХ СИСТЕМ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭМ

На основании проведенного анализа СО с позиций теории симметрии и опыта разработки симметричных СО можно сформулировать "Принципы проектирования симметричных систем охлаждения ЭМ" – табл. 3. Использование этих принципов должно послужить проектировщикам методологическим инструментом при совершенствовании СО ЭМ.

Таблица 2

Классификация внутренних схем вентиляции эм по видам симметрии

Схема вентиляции	Условное обозначение с учетом симметрии	Принципиальная схема внутренней вентиляции активной части (D-L) ЭМ	Символ вида симметрии	Характеристика симметрии схемы
Аксиальная (А)	A(n)		m·n	Схема имеет поворотную ось симметрии порядка "n" и совпадающую с ней (параллельную) плоскость зеркальной симметрии "m="
	A(c)		m·n·C	То же самое, что в A(n) плюс центр симметрии "C"
Аксиально-радиальная (AR)	встречная $AR_{(m\perp)}^{вс}$		m·n:m_perp	То же самое, что в A(n) плюс поперечная плоскость зеркальной симметрии "m_perp". Движение х/а встречное вентиляционному действию центрального радиального канала.
	согласная $AR_{(m\perp)}^{сг}$		m·n:m_perp	То же самое, что в $AR_{(m\perp)}^{вс}$, но движение х/а согласное с вентиляционным действием радиальных каналов.
Радиальная (R)	$R_{(m\perp)}^{сг}$		m·∞:m_perp	То же самое, что $AR_{(m\perp)}^{сг}$, но аксиальные каналы в сердечнике отсутствуют, а хладгент в радиальные каналы поступает через аксиальные каналы вала.

* обозначение "m=" и "m_perp" введены автором для отличия продольной и поперечной зеркальных осей при обозначении ими на схемах соответствующих плоскостей симметрии.

№ п/п	Принципы проектирования	Критерии повышения эффективности охлаждения * ЭМ
1.	Увеличение элементов симметрии повышает вид симметрии СО повышает эффективность охлаждения ЭМ	Снижаются тепловые перекосы по длине и по периметру активных частей ЭМ. Повышается коэффициент равномерности нагрева $K_{к.н.} = T_{ср} / T_{max}$ и коэффициент экономичности охлаждения $K_{э.э} = P_a / (P_a - P_{охл})$
2.	Предпочтительны СО с более высоким уровнем (видом) симметрии: радиальные (символ вида симметрии $\infty\text{-}m = : m_1$) и аксиально-радиальные (символ вида симметрии $n\text{-}m = : m_1$), которые имеют лучшие возможности для повышения эффективности охлаждения	То же, что в п. 1, но так же увеличивается поверхность охлаждения активных частей S_a и коэффициенты качества конструкции СО $K_{к.н}$ и $K_{к.п} = S_{охл} / S_a$
3.	Для уменьшения дисимметрии в аксиальных $C_{,B}$ нужно применять схему $A_{(c)}$ с центральной симметрией, (символ вида симметрии $m\text{-}n\text{-}C$)	То же, что в п. 1, но при этом нужно оценить некоторую тангенциальную неравномерность охлаждения по периметру активных частей в торцевых частях
4.	Вентиляционные расчеты ЭМ с симметричным СО нужно выполнять с соответствующими упрощениями, например, при наличии зеркальной плоскости симметрии "m1" расчет ведут на 1/2 часть ЭМ.	В упрощении вентиляционного расчета симметричных СО отражается их геометрические особенности и их совершенство по сравнению с асимметричными СО.
5.	При разработки СО закрытых ЭМ необходимо отдельно анализировать варианты симметричных систем внутреннего $CxV_{(BT)}$ и внешнего $CxV_{(BШ)}$ вентиляционных трактов, а за тем синтезировать их системные комбинации $\{CxV_{(BT)} \cap CxV_{(BШ)}\}$ в целом для всей СО ЭМ.	Достижение симметрической согласованности внутренней и внешней подсистемы и позволяет минимизировать теплоперепады между внутренним и внешним контурами воздушного охлаждения ЭМ.

Примечание: *Коэффициенты эффективности охлаждения ЭМ и обозначение входящих в них параметров принято в соответствии с [14].

ВЫВОДЫ

1. Общая теория симметрии применительно к СО ЭМ позволяет научно проанализировать и обосновать принципы их конструктивного совершенства.

2. Физически совершенство СО выражается в уменьшении тепловых перекосов, многовариантности технических решений повышения эффективности охлаждения активных частей при симметричных СО, и повышении за счет этого теплового использования ЭМ.

3. Классификация и анализ $CxV_{()}$ на основании теории симметрии позволяют сформулировать "Принципы проектирования симметричных $CxV_{()}$ ЭМ", что в свою очередь дает методологическую возможность дальнейшего совершенствования конструкции ЭМ и повышения важнейших их технических характеристик (снижение масса-габаритных показателей и повышение КПД).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Конохов Н.Н. О отечественной концепции развития конструкции крупных взрывозащищенных электродвигателей типа ВАО2. // Труды симпозиума "ЭЛМАШ-2004", МА. "Интерэлектромаш", Москва, октябрь 2004-177, т.2, С.21-26.
- [2] Конохов Н.Н. Анализ концепций развития конструкции крупных взрывозащищенных электродвигателей // Электротехника и электромеханика. -2005. -№1- С. 47-50.
- [3] Конохов Н.Н. Принцип симметрии - как концепция развития конструкции электрических машин // Перспективы и тенденции развития электротехнического оборудования. Труды международного симпозиума "ЭЛМАШ-2006", МА "Интерэлектромаш", октябрь 2006, Москва, 2006г. -140 в 2-х т.т., Т.2 С. 128-134.
- [4] Конохов Н.Н. Структурный анализ и принцип симметрии при совершенствовании конструкции электрических машин // Электротехника и электромеханика. - 2007. -№3 - С. 36-38.
- [5] Акульшина Л.И. Исследование параметров высоковольтных асинхронных двигателей с радиальной и аксиальной системами вентиляции // Сб. науч. трудов УкрНИИВЭ г. Донецк: 2007.- С. 194 -199.
- [6] Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горяинов Ф.А. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1970.- 632 с.
- [7] Шубников А.В., Копчик В.А. Симметрия в науке и искусстве. - М.: Наука, 1972. - 340 с.
- [8] Переходные процессы в электрических машинах и

- [9] аппаратах и вопросы их проектирования // Гольдберг О.Д. и др. - М.: Высш. школа, 2001 - 512 с.
- [9] Рязанов В.Г., Генендер И.С. Программа теплового расчета на ЭВМ асинхронного двигателя с аксиальной вентиляцией // Электрические машины переменного тока, Сб. трудов ЦПКТБ КЭМ - Л.: Энергия, 1973. - С. 192-198.
- [10] Радин В.И., Черченков В.В. Вентиляционные и тепловые расчеты асинхронных короткозамкнутых двигателей с пакетированными сердечниками // Электротехника. - 1968.- № 2. - С. 30-33.
- [11] Шпайлов Г.А., Санников Д.И., Жадан В.А. Тепловые, гидравлические и аэродинамические расчеты в электрических машинах. - М.: Высшая шк., 1989 - 239 с.
- [12] Шуйский В.П. Расчет электрических машин. Л.: Энергия, 1968 - 731 с.
- [13] Безрученко В.М., Варченко В.К., Чумак В.В., Тягові електричні машини електрорухомого складу. Дніпропетровськ, Дніпропетровський нац. унів. залізничного транспорту, 2003 - 247 с.
- [14] Борисенко А.И., Костиков О.И., Яковлев А.И. Охлаждение промышленных электрических машин. - М.: Энергоатомиздат, 1983 - 297 с.
- [15] Влияние потока хладагента на уровень нагрева электрических машин. Liebe Wolfgang. Einhalten der Temperaturgenze elektrischen Maschinen und Einfluß des Kühlstroms. "Maschinenmarkt" 1978, 84, № 35, 704-707 (нем.).
- [16] Желудев И.С. Физика кристаллов и симметрия. -М.: Наука, 1987. - 192 с.
- [17] Повилейко Р.П. Симметрия в технике // Принцип симметрии. - М.: Наука, 1978. - С. 335 -351
- [18] Бурковский А.Н., Ковалев Е.Б., Коробов В.К. Нагрев и охлаждение электродвигателей взрыво неопасного исполнения. -М.: Энергия, 1970 - 184 с.
- [19] Заявка ФРГ № 3242018 МКИ НО2К 3/46, 1981 г.
- [20] Патент США № 4442371, МКИ НО2К 3/46, 1984 г.
- [21] Авт. св. СССР № 851656. Электрические машины // Збарский Л.А., Конохов Н.Н. и др., БИ № 48, 30.12.80.
- [22] Патент РФ № 1725322. Электрическая машина // Конохов Н.Н., Збарский Л.А., Ширнин И.Г., Бурковский А.Н., 1993 г.

Поступила 10.10.2007

СИНТЕЗ НЕЙРОКОНТРОЛЛЕРА С ПРЕДСКАЗАНИЕМ ДЛЯ ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Кузнецов Б.И., д.т.н., проф., Василец Т.Е., к.т.н., доц., Варфоломеев А.А.
Украинская инженерно-педагогическая академия
Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра СУТПиО
тел. (057) 733-79-59

Виконано синтез нейроконтролера з передбаченням для рішення задачі управління системою наведення і стабілізації озброєння легкоброньованих машин. Наведено порядок синтезу нейроконтролера для заданого об'єкту управління; встановлено, які параметри нейроконтролера суттєво впливають на якість регулювання і визначені оптимальні значення параметрів. Виконано моделювання системи. Показано, що синтезований нейроконтролер забезпечує високі динамічні характеристики системи.

Выполнен синтез нейроконтроллера с предсказанием для решения задачи управления системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин. Приведен порядок синтеза нейроконтроллера для заданного объекта управления; установлено, какие параметры нейроконтроллера существенно влияют на качество регулирования и определены оптимальные значения параметров. Выполнено моделирование системы. Показано, что синтезированный нейроконтроллер обеспечивает высокие динамические характеристики разрабатываемой системы.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Системы управления вооружением легкобронированных машин характеризуются нелинейными зависимостями, сложными для моделирования динамическими свойствами, наличием неконтролируемых шумов и помех, препятствующих реализации традиционных стратегий управления, поскольку, как современная (в частности теория адаптивного и оптимального управления), так и классическая теория управления в значительной степени базируются на идее линеаризации систем. Поэтому более эффективной является разработка систем управления на основе адаптивного подхода в сочетании с методами теории искусственных нейронных сетей.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

В последние годы нейронные сети широко используются для управления динамическими объектами. Можно сослаться, например, на редакционную статью [1], в которой её авторы определяют проблемы синтеза нейросетевых систем управления динамическими объектами. Эти проблемы касаются: синтеза структур нейросетевых систем управления; ограничений на скорость настройки параметров сети; модификации алгоритмов настройки, обеспечивающих малые траекторные ошибки при ограничениях на значения весовых коэффициентов синаптических связей нейронов; модификации управления, гарантирующего грубость в условиях неконтролируемых возмущений.

Подходы к решению перечисленных проблем отражены в литературе по применению нейросетей в задачах управления. В [2] была разработана процедура синтеза системы управления нелинейными объектами с применением RBF-сети и достаточно подробно рассмотрены вопросы синтеза ее архитектуры и алгоритма настройки. Проблемы же, связанные с качеством процессов и нечувствительностью системы к неизмеряемым возмущениям, не были решены. В ряде других работ в более позднее время (например, [3-5]), были предложены методы синтеза нейросетевых систем

управления сложными техническими объектами.

Проведенный анализ литературы показал, что существует большое количество подходов к проблеме синтеза систем управления нелинейными объектами при случайных сигналах, при этом универсального и идеального регулятора пока не существует.

Цель статьи. Целью работы является синтез нейроконтроллера с предсказанием NN Predictive Controller, реализованного в системе Matlab, для решения задачи управления системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при движении машин по пересеченной местности.

ИЗЛОЖЕНИЕ МАТЕРИАЛА ИССЛЕДОВАНИЯ, ПОЛУЧЕННЫХ НАУЧНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Синтез нейросетевой системы управления производился с помощью пакета прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB. Далее приводится краткая характеристика пакета и порядок синтеза нейроконтроллера, а так же результаты моделирования нейросетевой системы стабилизации вооружения легкобронированной машины.

В [6] описаны 3 нейроконтроллера: контроллер с предсказанием NN Predictive Controller; контроллер на основе модели авторегрессии со скользящим средним NARMA – L2 Controller; контроллер на основе эталонной модели Model Reference Controller.

Как показали исследования, для решения поставленной задачи наиболее эффективным является NN Predictive Controller. Регулятор использует модель нелинейного управляемого объекта в виде нейронной сети для того, чтобы предсказывать его будущее поведение. Кроме того, регулятор вычисляет сигнал управления, который оптимизирует поведение объекта на заданном интервале времени. Следовательно, проектирование нейроконтроллера состоит из двух этапов: этап идентификации управляемого объекта и этапа синтеза закона управления. На этапе идентификации разрабатывается модель управляемого объекта в виде нейронной сети, которая на этапе синтеза используется для синтеза регулятора.

При синтезе нейроконтроллера NN Prediction Controller используются файлы, размещенные в каталоге `toolbox/nnet/ncontrol` системы SIMULINK, которые можно разбить на три группы: функции одномерной оптимизации, модели SIMULINK, вспомогательные функции: `Sfunx2` – функция для вывода графиков; `Nncontrolutil` – поддержка, обеспечивающая возможность обращения к частным функциям из системы SIMULINK; `Nnident.m` – функция, используемая при идентификации объекта, находящаяся в каталоге `private` обеспечивает графический интерфейс пользователя (GUI), генерацию обучающей выборки, создание и тренировку сети.

Для обеспечения высоких динамических характеристик системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированной машины разработана система

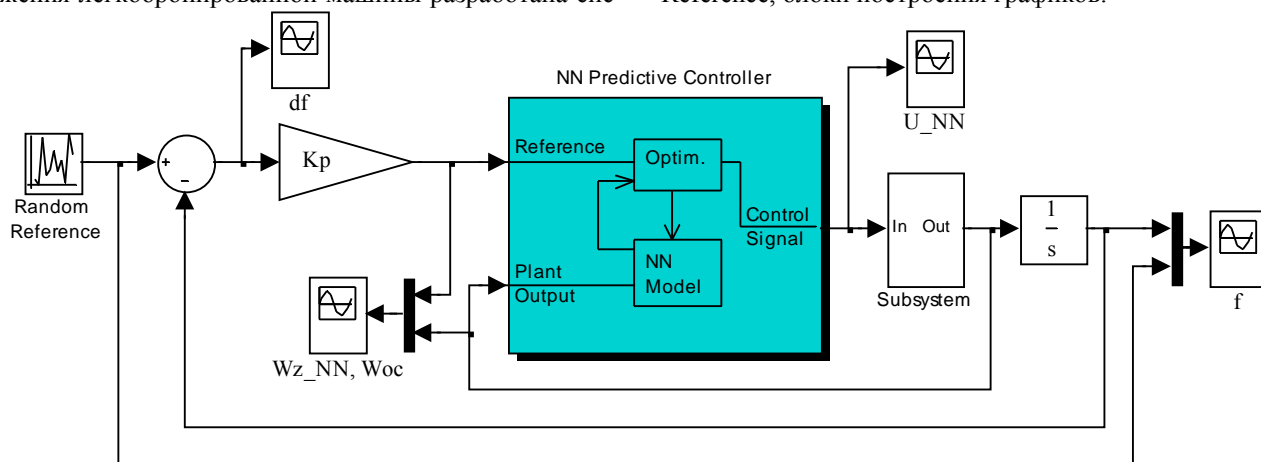


Рис. 1. Схема системы управления с нейроконтроллером NN Prediction Controller

Структурная схема нейроконтроллера NN Prediction Controller показана на рис. 2. Данная схема появляется в отдельном окне при выборе пункта меню `Look Under Mask` блока NN Prediction Controller.

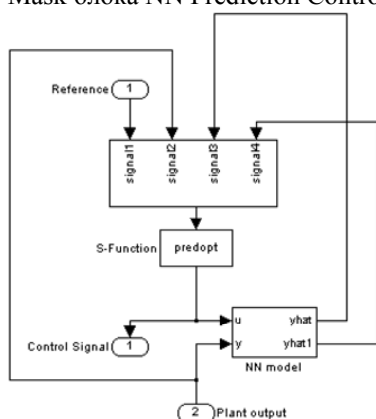


Рис. 2. Структурная схема нейроконтроллера

Процесс синтеза нейроконтроллера начинается путём активизации блока NN Prediction Controller. Появляется окно, показанное на рис. 3. Оно выполняет функции графического интерфейса пользователя.

Прежде чем установить параметры контроллера, необходимо выполнить идентификацию управляемого объекта, т.е. построить его нейросетевую модель, воспользовавшись специальной процедурой `Plant Identification`. Вид окна `Plant Identification` проведен на рис. 4.

тема подчинённого регулирования с нейронной компенсацией нелинейностей исполнительного устройства стабилизатора вооружения. Схема содержит два контура: контур скорости и контур положения. Анализ динамики исполнительного устройства стабилизатора вооружения показывает, что нелинейности можно компенсировать в контуре регулирования скорости. Регулятор положения может быть линейным.

На рис. 1 показана структурная схема нейросетевой системы стабилизации вооружения легкобронированной машины, разработанная в системе SIMULINK. Эта структура включает блок управляемого объекта и блок контроллера NN Prediction Controller, а также блоки генерации эталонного ступенчатого сигнала со случайной амплитудой `Random Reference`, блоки построения графиков.

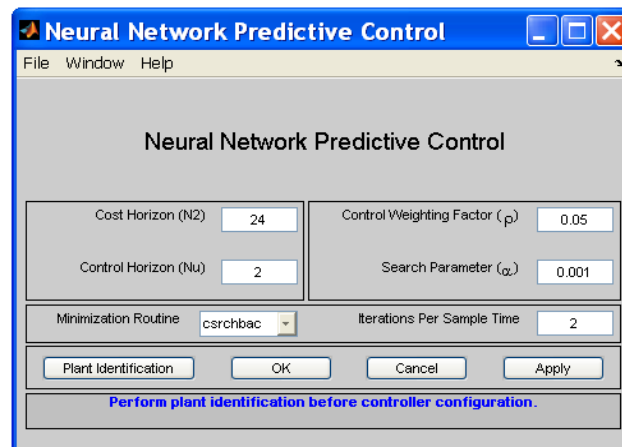


Рис. 3. Окно задания параметров контроллера

Процедура идентификации позволяет построить нейронную сеть, которая будет моделировать динамику управляемого объекта.

Процедура идентификации требует задания следующих параметров.

- Параметры архитектуры:

- `Size of Hidden Layer (N)` - размер скрытого слоя определяется количеством используемых нейронов;

- `Sampling Interval (Δt)` - такт дискретности в секундах определяет интервал между двумя последовательными моментами съема данных;

No. Delayed Plant Inputs (N_i) - количество элементов запаздывания на входе модели;
 No. Delayed Plant Outputs (N_j) - количество элементов запаздывания на выходе модели;
 Normalize Training Data. Окно контроля нормирования обучающих данных к диапазону [0 1].

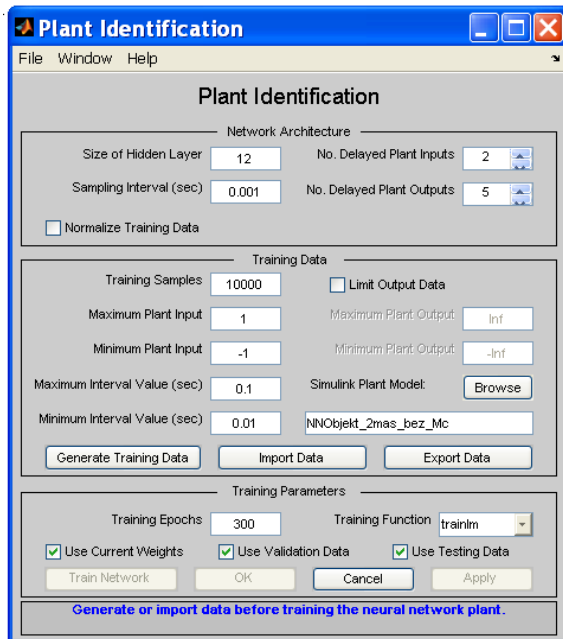


Рис. 4. Окно идентификации управляемой системы

■ Параметры обучающей последовательности:
 Training samples (N_B) - длина обучающей выборки (количество точек съема информации);
 Maximum Plant Input (φ_{\max}) - максимальное значение входного сигнала;
 Minimum Plant Input (φ_{\min}) - минимальное значение входного сигнала;
 Maximum Interval Value (sec) (t_{\max}) - максимальный интервал идентификации в секундах;
 Minimum Interval Value (sec) (t_{\min}) - минимальный интервал идентификации в секундах;
 Limit Output Data. Окно контроля, позволяющее ограничить объем выходных данных, только при включенном окне будут доступны 2 следующих окна редактирования текста:
 Maximum Plant Output. Максимальное значение выходного сигнала;
 Minimum Plant Output. Минимальное значение выходного сигнала;
 Simulink Plant Model - задание модели Simulink с указанием входных и выходных портов, используемых при построении нейросетевой модели управляемой системы.
 С помощью кнопки Browser выбирается необходимая модель из числа доступных, например упрощенная схема модели исполнительного устройства стабилизатора вооружения, показанная на рис. 5.

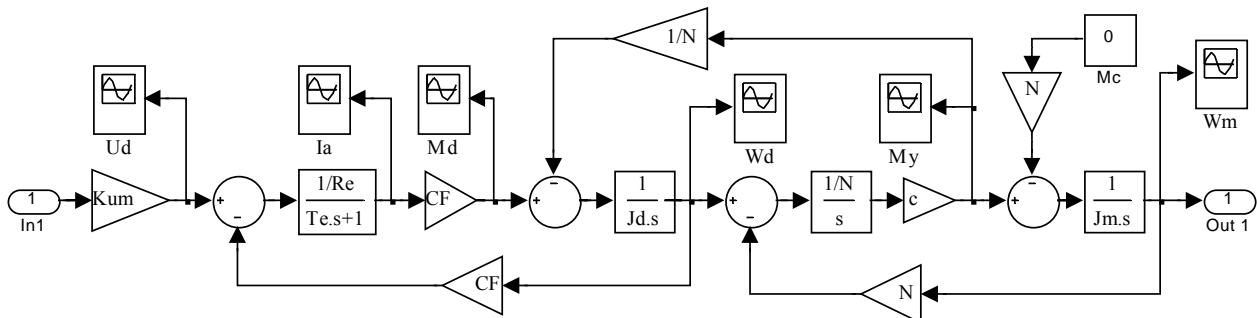


Рис. 5. Упрощенная схема модели исполнительного устройства стабилизатора вооружения

■ Параметры обучения:
 Training Epochs - количество циклов обучения;
 Training function - задание обучающей функции;
 Use Current Weights - окно контроля, позволяющее подтвердить использование текущих весов нейронной сети;
 Use Validation/Testing Training - выбор этих окон контроля означает, что по 25% данных из обучающей последовательности будет использовано для формирования контроля и текстового подмножеств.
 Выбор процедуры Generate Training Data приведет к тому, что будет запущена программа генерации обучающей последовательности. Программа генерирует обучающие данные путем воздействия ряда случайных ступенчатых сигналов на модель SIMULINK управляемого объекта. Графики входного и выходного сигналов объекта управления выводится на экран (рис. 6).

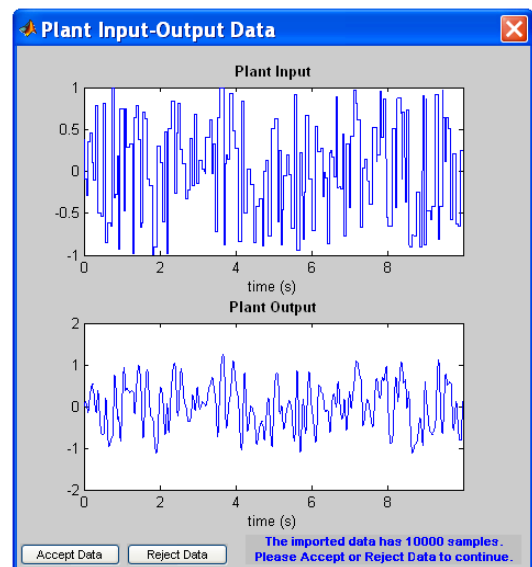


Рис. 6. Окно идентификации управляемой системы

По завершении генерации обучающей происходит создание сети с прямой передачей сигнала с помощью М-функции newff. Данная функция не только создаёт сеть с именем netn, но и инициализирует её веса и смещения и подготавливает нейронную сеть к обучению. Модель нейронной сети может быть построена в системе Simulink с помощью оператора gensim (netn) (рис. 7).

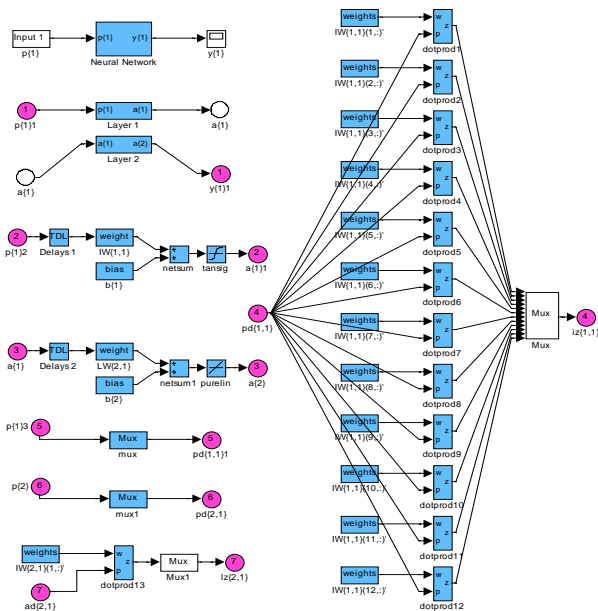


Рис. 7. Модели элементов сети с прямой передачей сигнала, реализованные в Simulink

Элементы нейронной, соответствуют следующим параметрам: размер скрытого слоя $S = 12$, количество элементов запаздывания на входе модели $N_j = 2$ и количество элементов запаздывания на выходе модели $N_j = 5$. Каждый последующий элемент появляется в отдельном окне при активизации предыдущего двойным щелчком мыши.

Данная сеть является статической. Сеть использует 1 вектор входа с 6 элементами, имеет 2 слоя с 12 нейронами в первом (скрытом) слое и 1 нейроном во втором (выходном) слое. Используемые функции активации: гиперболического тангенса (tansig) - в первом слое, линейная (purelin) - во втором слое.

После создания сети начинается процесс её обучения. Векторы входа представляется как числовые массивы выборки в формате doubl, что соответствует

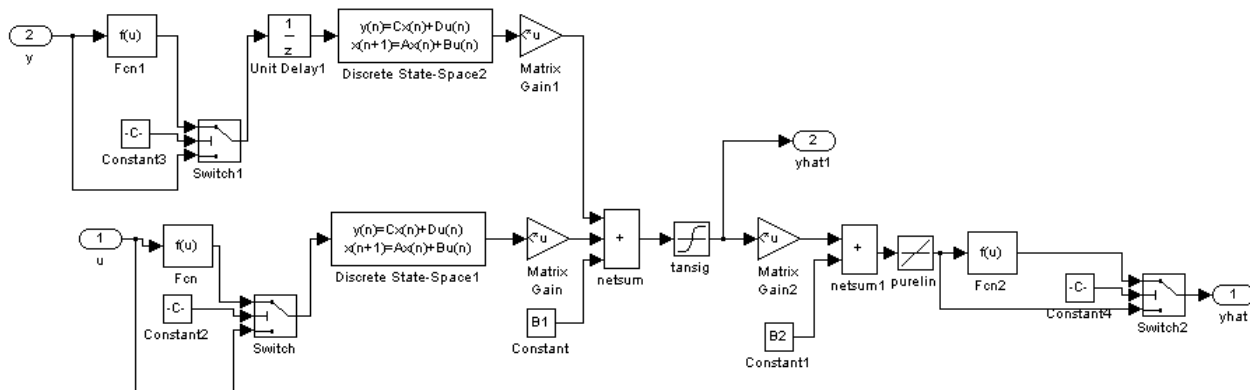


Рис. 9. Структурная схема нейросетевой модели объекта регулирования

групповому представлению данных. Обучение осуществляется с использованием функции trainlm, соответствующей алгоритму Левенберга-Марквардта. Динамика изменения ошибки обучения, а так же проверки на контрольном и текстовом множествах отражаются в соответствующих окнах.

После завершения обучения М-функция Nnidnet выполняет построение динамической сети netn2 с заданным числом задержек по входу и выходу модели, не изменяя при этом полученные значения весов и смещений нейронов слоёв. Схема модели динамической сети, показана на рис. 8. Данная схема построена в режиме Simulink из элементов, которые появляются в окнах в результате использования оператора gensim(netn2) и активизации элементов сети. Элементы матриц весов $IW\{1,1\}$ и $LW\{1,2\}$ динамической сети netn2, показанной на рис. 8 составлены из соответствующих элементов матрицы весов $IW\{1,1\}$ статической сети netn, показанной на рис. 7.

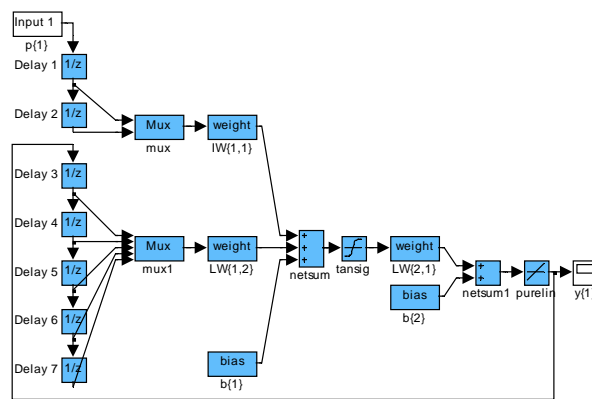


Рис. 8. Модель динамической сети с элементами задержек, построенной в Simulink

В результате параметры нейросетевой модели управляемого объекта вводятся в блок NN Predictive Controller системы Simulink. В системе Simulink данная сеть представляется в виде структурной схемы, показанной на рис. 9.

Блоки Matrix Gain и Matrix Gain 1 соответствуют матрицам $IW\{1,1\}$ и $LW\{1,2\}$ соответственно. Блоки Constant (B1) Constant1 (B2) относятся к смещениям нейронов первого и второго слоёв. Элементы задержек моделируются с помощью блоков Discrete State Space 1 и Discrete State Space 2

$$y(n) = Cx(n) + Du(n),$$

$$x(n+1) = Ax(n) + Du(n).$$

Для рассматриваемого случая $N_i = 2$ и $N_j = 5$ численные значения матриц **A**, **B**, **C** и **D** указанных блоков следующие

Discrete State Space 1

$$A = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Discrete State Space 2

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

В системе Simulink формируется так же схема ptest3sim2. Данная схема так же является нейросетевой моделью объекта управления, имеющей дополнительные выходы, и используется М-функцией predopt для предсказания процесса в будущем.

После завершения построения нейросетевой модели управляемого объекта происходит возврат к окну Neural Network Predictive Controller (рис. 3) и устанавливаются параметры оптимизации:

Const Horizon (N_2) - верхний предел суммирования в показателе качества N_2 , нижний предел N_1 фиксирован и равен 1;

Control Horizon (N_u) – верхний предел суммирования при оценке мощности управления;

Control Horizon (N_u) – верхний предел суммирования при оценке мощности управления;

Control Weighting Factor (ρ) - коэффициент веса для составляющей мощности управления;

Search parameter (α) - параметр одномерного поиска, задающий порог уменьшения показателя качества;

Minimization Routine - выбор процедуры одномерного поиска;

Iterations Per Sample Time - число итераций на 1 такт дискретности.

После установки параметров оптимизации они вводятся в блок NN Predictive controller системы Simulink.

При синтезе контроллера варьируются величины N_2 , N_u и ρ (величина N_1 фиксирована и равна 1), а так же параметр одномерного поиска α , задающий порог уменьшения показателя качества и число итераций на 1 такт дискретности γ . Задается так же процедура одномерного поиска.

Как показали исследования, величины N_u , ρ и α не значительно влияют на результаты синтеза и приняты: $N_u = 2$, $\rho = 0,05$, $\alpha = 0,001$. В качестве процедуры одномерного поиска принята csgchbas.

Значения N_2 и γ оказывают существенное влияние на работу контроллера. При их увеличении точность возрастает, однако объем вычислений на каждом такте дискретности существенно увеличивается.

Для решаемой задачи оптимальные значения находятся в пределах $N_2 = 23 \div 25$, $\gamma = 2 \div 3$.

При идентификации объекта управления наиболее важным вопросом является выбор количества нейронов скрытого слоя S . При малом количестве нейронов сеть не может выполнять поставленную задачу, а при большом наблюдается явление переобучения и возрастает объем вычислений.

Для рассматриваемой задачи оптимальные значения $S = 11 \div 14$ при этом ошибка обучения, а так же ошибка на контрольном и тестовом множестве ε не превышает $10^{-3} \div 10^{-4}$.

Успех тренировки сети в значительной степени зависит от длины обучающей выборки N_B и такта дискретности Δt , определяющего интервал между двумя последовательными моментами съема данных. Оптимальными в решаемой задаче являются: $N_B = 10000$, $\Delta t = 0,001$ с. При увеличении Δt снижается точность вычисления и разность между ошибкой обучения и ошибкой, полученной на контрольном и тестовом множестве. Уменьшение Δt вызывает необходимость соответствующего увеличения N_B и, как следствие, значительно увеличивается время тренировки сети, при этом существенного снижения ε не наблюдается.

Для получения представительной выборки необходимо правильно задать максимальное и минимальное значения интервала идентификации, т.е. длительности скачков заданий. Величина их зависит от параметров объекта Plant. В рассматриваемой задаче максимальная длительность скачков заданий должна быть примерно равна времени регулирования контура скорости, минимальная – на порядок меньше. Тогда тренировочные данные будут содержать только фазы ускорений. В качестве оптимальных приняты: $t_{\min} = 0,01$ с, $t_{\max} = 0,1$ с.

Ограничение напряжения двигателя достигается путём задания соответствующих значений параметров обучающей последовательности Maximum Plant Input и Minimum Plant Input при выполнении процедуры идентификации объекта управления. Параметры устанавливались равными +1 и -1 соответственно.

При синтезе нейросетевой модели системы задается количество элементов запаздывания на входе N_i и выходе N_j модели. Наилучшие результаты получены при $N_i = 2$, $N_j = 4 \div 5$.

Результат тренировки сети зависит от начального значения весов нейронной сети w_{ij} и количества циклов обучения $N_{\text{ц}}$. Для достижения глобального минимума процесс обучения необходимо повторять многократно при различных начальных значениях w_{ij} и величине $N_{\text{ц}}$. В рассматриваемой задаче для каждого варианта сети выбиралось несколько десятков начальных точек расчета. Количество циклов обучения, по истечении которых ошибка обучения переставала уменьшаться, составляло $200 \div 300$.

В качестве обучающей функции выбрана trainlm.

Оптимальные параметры нейроконтроллера следующие: $N_2 = 24$, $\gamma = 2$; $S = 12$; $N_i = 2$, $N_j = 5$.

Средняя ошибка обучения составляет $6,17 \cdot 10^{-11}$, а мгновенные ошибки на обучающем, тестовом и контрольном множествах не превышают $1 \cdot 10^{-4}$.

От высокочастотных и высококачественных систем регулирования требуется нечувствительность по отношению к возмущающему воздействию и изменению параметров. Как показали исследования, синтезированный нейроконтроллер без переобучения обеспечивает высокие динамические характеристики реальной нелинейной системы стабилизации при на-

личии возмущающих воздействий и с учётом помех измерения регулируемых координат.

На рис. 10 приведены графики переходных процессов переменных состояния синтезированной системы. Переходные процессы приведены для значений скачков задающего воздействия, находящихся в пределах $\varphi_3 = -0,1 \div 0,1$ рад. Переходные процессы имеют высокие динамические характеристики. Отработка угла $\varphi_3 = 0,05$ рад происходит за время $t = 0,12$ с, перерегулирование составляет 1,03%.

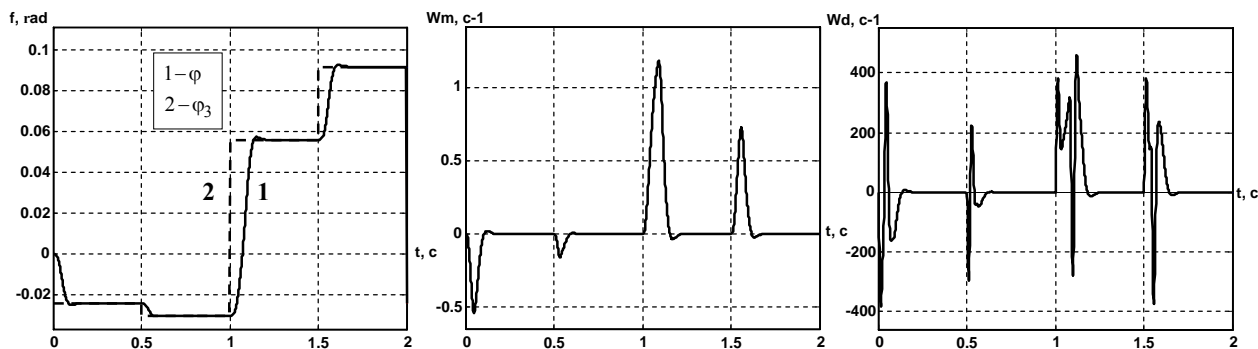


Рис. 10. Графики переходных процессов переменных состояния системы:
а) – отработки заданного угла φ ; б) – скорости механизма ω_M ; в) – скорости двигателя ω_D

ВЫВОДЫ

В статье выполнен синтез нейроконтроллера с предсказанием NN Prediction Controller, для решения задачи управления системой наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин при движении машин по пересеченной местности. При решении задачи было выполнено следующее: рассмотрен принцип построения нейроконтроллера, реализованного в пакете прикладных программ Neural Network Toolbox системы MATLAB, приведен порядок синтеза нейроконтроллера для заданного объекта управления; путем перебора параметров нейроконтроллера в широких пределах, установлено, какие параметры существенно влияют на качество регулирования и определены оптимальные значения параметров. Использование нейросетевой модели объекта управления, обеспечивающей высокую степень идентификации и оптимальных значений параметров позволило синтезировать нейроконтроллер, обеспечивающие высокие динамические характеристики разрабатываемой системы.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Lewis F.L., Parisini T. Guest Editorial: Neural network feedback control with guaranteed stability // Int. J. of Control.- 1998.- Vol.70.- № 3.- P. 337-339.
- [2] Sunner R. M., Slotine J. E. Gaussian Networks for Direct Adaptive Control // IEEE Trans. Neural Networks.- 1992.- Vol. 3. № 6.- P. 837-863.
- [3] Омату С, Халид М, Юсоф Р. Нейроуправление и его приложения. - М.: ИПРЖРБ, 2000. – 272 с.
- [4] Клепиков В. Б. Палис Ф. Клепиков А. В. К созданию интеллектуального электропривода для управления машинами с нелинейным трением // Вестник НТУ "ХПИ". "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика", Харьков: НТУ "ХПИ".- 2001.- С. 415-417.
- [5] Бодянский Е.В., Руденко О.Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. – Харьков: Телетех, 2004. - 264 с.
- [6] Медведев В.С., Потемкин В.Г. Нейронные сети. MATLAB 6 / Под общ. ред. к.т.н. В.Г. Потемкина. - М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. - 496 с.

Поступила 09.11.2007

ВИБРОМЕХАНИКА СТАТОРОВ МОЩНЫХ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ПРИ КОЛЬЦЕВОМ НАМАГНИЧИВАНИИ

Кузьмин В.В., д.т.н., проф., Шофул А.К., Шпатенко В.С.
 НИИ завода "Электротяжмаш"
 Украина, 61055, Харьков, пр-т Московский, 299
 тел. (0572) 95-66-81, E-mail: kuzmin@spetm.com.ua

На базі нових теоретичних підходів та експериментальних даних виконано розрахункове дослідження вібромеханічного стану осердів статорів турбо- та гідрогенераторів при кільцевому намагнічуванні у процесі випробувань на нагрівання.

На базе новых теоретических подходов и экспериментальных данных выполнено расчетное исследование вибромеханического состояния сердечников статоров турбо- и гидрогенераторов при кольцевом намагничивании в процессе испытаний на нагревание.

ВВЕДЕНИЕ

Шихтованные магнитопроводы крупных турбогенераторов подвергаются сложным технологическим процедурам запрессовки в целях эффективного противодействия сердечника статора силам радиального магнитного тяжения. В мировой практике конструирования прессующих узлов [1] принято вести механический расчет нажимных фланцев, ребер (призм) и деталей их соединения только на предмет обеспечения запаса прочности при противодействии статическим силам запрессовки (давление порядка 1,6 – 2,0 МПа).

Однако, как показывает опыт эксплуатации и результаты специальных экспериментов, на перечисленные выше прессующие узлы действуют также и весьма значительные осевые силы с частотой 100 Гц, которые ведут к систематическим повреждениям деталей этих узлов [1].

По изложенным причинам в процессе испытаний статоров крупных синхронных генераторов на нагревание при кольцевом намагничивании наблюдается вибрация концевых зон, а иногда и повышенный шум (особенно в гидрогенераторах), как диагностический признак некачественной запрессовки.

На основе разработанных нами методических подходов [2, 3] в статье выполнены расчеты вибромеханических характеристик статора мощного синхронного генератора при кольцевом намагничивании, результаты которых хорошо согласуются с данными эксперимента.

Данные этих расчетов и экспериментов могут послужить основой для совершенствования методов диагностики состояния прессовки сердечников статоров как на заводах-изготовителях, так и в процессе эксплуатации при проведении плановых ремонтов и обследований.

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И УСИЛИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА ПРИ КОЛЬЦЕВОМ НАМАГНИЧИВАНИИ

В [2] показано, что при прохождении магнитного потока через любой участок магнитопровода, в том числе и шихтованного сердечника статора, возникают усилия "бокового" распора, направленные вдоль оси машины, т.е. перпендикулярно каждому шихтованному пакету. Расчет этих сил и возникающих давлений может быть выполнен на базе картины распределения индукции магнитного поля.

В принципе, для тороидального магнитопровода с прямоугольным поперечным сечением картина распределения индукции в нем (без учета краевых

эффектов) наиболее проста – здесь она зависит только от общей величины потока Φ и радиуса R

$$B(R) = f(\Phi, R).$$

Если бы кривая намагничивания имела линейный характер, то функция f имела бы вид

$$B(R) = \frac{B_a(R_1 + R_2)}{2R}, \quad (1)$$

где B_a - среднее значение индукции; R_1, R_2 - внутренний и наружный радиус ярма.

В действительности, как будет показано ниже, вследствие нелинейности кривой намагничивания закономерность (1) заметно искажается.

Для примера рассмотрим картину магнитного поля в ярме сердечника статора турбогенератора ТГВ-320-2П (ТГВ-250-2) при индукции $B_a = 1,4$ Тл. Геометрические параметры ярма составляют

$$R_1 = 820,5 \text{ мм}, R_2 = 1275 \text{ мм}, R_1 / R_2 = 0,644.$$

Данные расчета $B(R)$, выполненные разными методами, приведены в табл. 1

Таблица 1
 Распределение индукции $B(R)$ в ярме статора турбогенератора ТГВ-320-2П при $B_a = 1,4$ Тл для стали марки 3414 (вдоль проката)

Метод расчета	Индукция, Тл			Примечание
	$B(R)$			
	на R_1	в центре ярма	на R_2	
По кривой намагничивания	1,515	1,403	1,273	$\Delta B = 0,242$
По (1)	1,754	1,400	1,133	
По линейному закону	1,521	1,400	1,279	$\Delta B = 0,242$

Оценочно, по закону Лоренца [2] средние значения давления бокового распора (пиковое значение) составляет

$$\sigma_z = \frac{B_a^2}{2\mu_0} = 0,78 \text{ МПа}. \quad (2)$$

Для гидрогенератора-двигателя Днестровской ГАЭС при тех же значениях B_a (отношение $R_1/R_2 = 0,953$) получим ту же самую оценку σ_z , хотя $\Delta B \approx 0,07$ Тл.

Как показывают более детальные исследования, данные по закону Лоренца для B_a оказываются несколько завышенными на величину примерно 25%, вследствие неучета краевых эффектов на R_1 и R_2 . Реальный пик давления по секторам ярма составляет

$$\sigma_{\max} = 0,62 \text{ МПа},$$

а закономерность изменения его во времени дается

выражением

$$\sigma(t) = \sigma_{\max} \sin^2 \omega t. \quad (3)$$

ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СТАТОРОВ ТУРБО- И ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ

Исторически сложилось так, что в период бурного роста единичных мощностей турбо- и гидрогенераторов (60 – 70-е годы прошлого столетия) объектом теоретических и экспериментальных исследований являлась вибромеханика статоров только в части воздействия радиальных и тангенциальных усилий от магнитного поля в воздушном зазоре, поэтому большой экспериментальный материал [4 – 7] относился исключительно к измерениям радиальных и тангенциальных компонентов вибрации по датчикам, установленным на наружной поверхности спинки сердечника в центральном сечении машины.

Осевыми составляющими вибрации сердечника

никто не интересовался, хотя, по иронии судьбы, в упомянутом сечении они отсутствуют, достигая максимума в концевых зонах.

Такие измерения при испытаниях машин на стендах завода были осуществлены только в последние годы в целях выяснения причин упомянутых выше повреждений элементов конструкции концевых зон. Результаты измерений приведены в табл. 2.

Предваряя теоретический анализ, отметим, что несмотря на небольшой объем доступных экспериментальных данных, сведения о вибрации машин различной конструкции априори ставят два вопроса:

- почему в турбогенераторе ТГВ-325 вибрация нажимных фланцев гораздо ниже, чем в других машинах?
- почему на стыках секторов гидрогенератора-двигателя отмечается такой резкий рост осевой вибрации?

Таблица 2

Осевые составляющие вибрации концевых зон сердечников статоров мощных генераторов

Генератор	Мощность, МВт	Режим работы	Место установки датчиков	Осевая составляющая вибрации, мкм	Пересчет на центр плиты, мкм
Турбогенератор ТГВ-250-2 "Электротяжмаш"	250	х.х. при U_n	Спинка сердечника, верх	4 – 5	8 – 10
Турбогенератор ТГВ-325-2*) "Электротяжмаш"	325	Кольцевое намагничивание, $B = 1,4$ Тл	Возле "носика" нажимного фланца	6 (верх) 2 – 3 (низ)	5 2
Гидрогенератор-двигатель СВО-1250/255-40 "Электротяжмаш"	420	- " - $B = 1,0$ Тл	Между призмами и отжимными болтами посередине плиты	5 – 9 (середина сектора) 27-37(на стыке)	8 – 12 27 – 37
Турбогенератор ТВВ-1000-2 "Электросила"	1000	х.х. при U_n	На полке нажимного фланца	13 – 30 18**)	--- 15

Примечания:

*) сердечник статора без вентиляционных распорок; **) - среднее по данным испытаний четырех машин.

На первый вопрос ответ может быть дан в таком виде: "потому что это – машина с аксиальной вентиляцией, она не имеет вентиляционных распорок, вследствие чего изгибная жесткость сердечника выше, чем у остальных машин с радиальной вентиляцией".

Поиск ответа на второй, гораздо более сложный вопрос, требует детального анализа динамики колеблющейся системы.

Теоретический анализ рассматриваемых вибро-механических процессов в целях выяснения физики происходящего и получения количественных оценок будем вести на базе классической модели системы гармонического осциллятора с одной степенью свободы без трения в режиме вынужденных колебаний [8], движение которой в осевом направлении (по оси Z) описывается уравнением

$$M \frac{d^2 Z}{dt^2} + k \cdot Z = F(t), \quad (4)$$

где M – масса, колеблющаяся в направлении оси Z ; k – коэффициент жесткости "возвратной пружины"; $F(t)$ – "внешняя" сила.

Условность такого подхода заключается в следующем.

Во-первых, наиболее точно может быть определено только значение $F(t)$ с учетом (3)

$$F(t) = \sigma_a(t) \cdot S, \quad (5)$$

где $\sigma_a(t) = \frac{1}{2} \sigma_{\max} \cos 2 \omega t$, ω – частота сети.

Во-вторых, колеблющаяся масса, в основном, со-

средоточена в сердечнике статора, который представляет собой "пружину" с собственной распределенной массой по всей ее длине, а не сосредоточенной на конце.

Не усложняя проблему будем считать, что, как и в классической схеме M сосредоточена на конце этой пружины, но величина ее, принятая в расчет, должна быть соответственно уменьшена до

$$(0,3 - 0,5) M_C \quad (6)$$

от M_C – массы половины сердечника статора, т.к. центральная зона его – суть начало оси Z .

В-третьих, классическая жесткость пружины k должна рассматриваться как сумма "жесткостей" трех компонентов

$$k = k_1 + k_2 + k_3, \quad (7)$$

где k_1 – собственная жесткость нажимного фланца; k_2 – "квазижесткость", так называемой отдачи запрессованного сердечника, т.е. падение (рост) внутреннего давления запрессовки при его расширении (сжатии), k_3 – эквивалентная жесткость сердечника статора.

Из этих параметров точно можно определить только k_1 , по остальным – отсутствуют экспериментальные данные для расчета.

Наконец, в-четвертых, в отличие от классической схемы по (4) сердечник статора испытывают не параллельное перемещение по оси Z , а изгибается, т.е. остается жестко закрепленным на наружных призмах (шихтовочных клиньях) он всеми элементами деформируется по кольцевой форме, т.е. имеет нулевые перемещения на R_2 и максимальные – на R_1 .

По изложенной причине в дальнейшем под перемещением по оси Z мы будем понимать сдвиг средней части сердечника (т.е. на радиусе $0,5(R_1+R_2)$).

Как показывает анализ статистики поврежденных концевых зон мощных синхронных генераторов, они начинают проявляться после 10–20 лет эксплуатации, т.е., во-первых, указывают на ухудшение со временем жесткости сердечника статора, а, во-вторых, свидетельствует о том, что вновь изготовленные машины имеют частоту собственных осевых колебаний сердечника ω_0 значительно отстроенную от частоты вынужденных колебаний 2ω , т.е. находятся вдалеке от резонанса.

В этом случае амплитуда колебаний центральной зоны нажимного фланца A может быть определена по формуле

$$A = \frac{F_a}{|k - 4\omega^2 M|}. \quad (8)$$

Выполним оценку и вклад отдельных параметров, входящих в последнее соотношение на примере сердечника статора турбогенератора ТГВ-320-2П (то же поперечное сечение активной зоны, что и у ТГВ-250-2).

Здесь согласно (5) и (6)

$$F_a = 0,5 \cdot 0,62 \cdot 10^6 \cdot 3 = 9,3 \cdot 10^5 \text{ Н},$$

$$M = (0,3 \div 0,5) 0,5 \cdot 1,8 \cdot 10^5 = (2,7 \div 4,5) 10^4 \text{ кг},$$

$$4\omega^2 M = (1,06 \div 1,77) 10^9.$$

Далее, согласно заводским расчетам жесткость нажимного фланца (при $\sigma_0 = 2$ МПа и $S = 3,4$ м²) составляет (по перемещению середины фланца)

$$k_1 = F_0 / \Delta Z = 7,16 \cdot 10^9, \quad (9)$$

где F_0 – статическая сила от давления запрессовки ($F_0 = 6,8 \cdot 10^6$ Н); ΔZ – перемещение центра фланца ($\Delta Z = 9,5 \cdot 10^{-4}$ м).

Жесткость "отдачи" сердечника равна

$$k_2 = \frac{F_0 \cdot E_2}{L \cdot \sigma_0}, \quad (10)$$

где E_2 – модуль упругости шихтованного сердечника в направлении оси Z ; L – половина длины сердечника (от оси симметрии).

Согласно [9] $E_2 = 60$ МПа, по нашим данным [11] – на порядок больше (в конце запрессовки, после релаксации) – 600 МПа. Оценка k_2 по (10) при $L = 2,5$ м дает

$$k_2 = (0,8 \div 8) \cdot 10^8,$$

т.е. в лучшем случае на порядок меньше, чем k_1 .

Определение k_3 представляет еще большие трудности. Здесь предстоит по аналогии с нажимным фланцем рассчитать кольцевую деформацию шихтованных пакетов сердечника.

Следуя подходу к расчету деформации фланца согласно [9] находим, что изгибающий момент в поперечном сечении пакета составляет

$$M = \frac{F_a \cdot H}{4\pi}, \quad (11)$$

где H – высота спинки; угол поворота φ сечения пакета равен

$$\varphi = \frac{M \cdot (R_1 + R_2)}{E_3 \cdot I}, \quad (12)$$

где E_3 – модуль упругости пакета при его изгибе; I – момент инерции поперечного сечения пакета относительно вертикальной оси.

Для прямоугольного сечения пакета с размерами (по яруму) $H \times B$ (здесь B – ширина пакета) момент можно найти по известному соотношению [10]

$$I_y = HB^3 / 12. \quad (13)$$

Принципиальные затруднения расчета k_3 заключается в том, что

- во-первых, неизвестен даже порядок величины E_3 ,
- во-вторых, изгибу подвергается не каждый пакет в отдельности, а значительная часть рассматриваемого участка ярма сердечника, вследствие чего также неизвестно – какое значение B^* следует использовать в расчетах – оно должно находиться где-то в пределах:

от $B^* = \sqrt[3]{NB}$ (изгиб с проскальзыванием пакетов)

до $B^* = NB$ (изгиб всего ярма сердечника как единого целого),

где N – число пакетов в рассматриваемой зоне.

Выход из этой тупиковой ситуации нам видится не в том, чтобы рассчитать уровень вибрации нормально запрессованного сердечника, а в том, чтобы найти физически содержательное объяснение тем аномалиям в поведении статоров, которые наблюдаются в процессе эксплуатации. Поясним это на примере рассматриваемого сердечника статора ТГВ-320-2П (ТГВ-250-2).

Если бы сердечник стал настолько "рыхлым", что k_3 можно было бы пренебречь, то уровень вибрации нажимного фланца при наибольших значениях k и M достиг бы по (8)

$$V_{\max} = 2A = \frac{2F_a}{K_1 + K_2 - 4\omega^2 M} = 3 \cdot 10^{-4} \text{ м} = 300 \text{ мкм},$$

что в 30 раз превышает опытные данные, приведенные в табл. 1.

Отсюда однозначно следует вывод, что решающий вклад в динамику концевых зон вносит жесткость k_3 самого сердечника, вследствие чего остальными слагаемыми в знаменателе (8) можно пренебречь при анализе вибромеханики вновь изготовленного (или "здорового" в целом) статора.

Тогда вследствие того, что

$$V = 2A = 2\varphi \cdot \frac{H}{2} = \varphi H \quad (14)$$

и с использованием соотношения (11) и (12) получаем

$$V = \frac{F_a \cdot H^2 (R_1 + R_2)}{4\pi C_3}, \quad (15)$$

где $C_3 = E_3 I$.

По данным V из эксперимента можно для сердечника каждого конкретного типа генератора найти константу C_3

$$C_3 = \frac{F_a \cdot H^2 (R_1 + R_2)}{4\pi V}, \quad (16)$$

которая, как будет показано ниже, является определяющей при расчете любого рода нарушений условий жесткого закрепления сердечника к ребрам (призмам) корпуса статора.

Например, для рассматриваемого случая при $V = 10^{-5}$ м имеем следующую оценку C_3 ($H = 0,455$, $F_a = 9,5 \cdot 10^5$) по (16)

$$C_3 = 3,2 \cdot 10^9.$$

С другой стороны

$$C_3 = E_3 \cdot I_3 = E_3 \cdot \frac{B^{*3} H}{12}$$

откуда

$$E_3 B^{*3} = 8,44 \cdot 10^{10}. \quad (17)$$

Зависимость модуля E_3 от эффективной ширины B^* приведена в табл. 3.

Таблица 3

Зависимость E_3 от B^* при постоянном значении C_3 по (17)

B^* , м	0,75	1,0	1,25	1,5	2,0
E_3 (10^{11}), Па	2,0	0,844	0,452	0,25	0,11

Для стали $E \approx 2 \cdot 10^{11}$ Па, а для шихтованных сердечников при радиальном и тангенциальном изгибе согласно [5]

$$E_{3R} = (0,95 \div 1,7) \cdot 10^{11} \text{ Па.}$$

Для рассматриваемого случая осевого изгиба нет сведений по величине E_3 , но его значение, безусловно, не должно превышать нижнего предела E_{3R} . Так как последующие исследования, как уже упоминалось, носят оценочный характер, можно положить, что $B^* = 0,5 L$ и соответственно

$$E_3 = 0,45 \cdot 10^{11} \text{ Па.} \quad (18)$$

Это означает, что основное сопротивление изгибу оказывает половина пакетов сердечника, прилегающих к нажимному фланцу.

Используем предложенный подход к анализу вибромеханического состояния центральной части сектора сердечника статора гидрогенератора-двигателя типа СВО-1250/255-40 при кольцевом намагничивании (табл. 1). Геометрические параметры сердечника равны $R_1 = 5,97$ м; $R_2 = 6,275$ м; $L = 1,275$ м; $S = 11,77$ м².

При индукции 1 Тл амплитуда силы бокового распра составляет

$$F_a = 0,31 \cdot 10^6 \cdot \left(\frac{1}{1,4} \right)^2 \cdot S_a = 1,86 \cdot 10^6 \text{ Н.}$$

Расчет вибрации в центре сектора будем вести по аналогии с предыдущим случаем, т.е. в предположении, что сердечник статора гидрогенератора нашихтован "в кольцо".

Тогда из (11) и (12) следует, что угол поворота пакетов составит

$$\varphi = \frac{F_a \cdot H(R_1 + R_2)}{4\pi E_3 I}. \quad (19)$$

Используя ту же оценку E_3 по (18) и учитывая, что в данном случае

$$I = \frac{H(0,5L)^3}{12} = 6,6 \cdot 10^{-3}$$

получаем следующую оценку для φ и ΔZ

$$\varphi = 1,86 \cdot 10^{-3}, \quad \Delta Z = H \varphi / 2 = 2,85 \cdot 10^{-4} \text{ м,}$$

на базе которых находим жесткость сердечника

$$k_3 = F_a / \Delta Z = 6,53 \cdot 10^9,$$

т.е. намного меньше, чем в случае сердечника ТГВ-320-2П.

Дело в том, что здесь основной вклад дает не сердечник, а нажимные плиты, суммарная жесткость которых

$$k_1 = 4,3 \cdot 10^{11},$$

чем и определяется уровень вибрации в центральной зоне плиты

$$V = 2A = 2 \frac{F_a}{k_1} \approx 9 \text{ мкм,}$$

что корреспондируется с опытными данными (табл. 1).

В заключение отметим, что повышенный уровень вибрации на стыковых плитах гидрогенератора-двигателя (впервые обнаруженный при заводских испытаниях) является закономерным следствием как

разрыва сплошности ярма сердечника статора, так и, по-видимому, значительным снижением модуля упругости в этой зоне, где через слой устанавливаются укороченные замковые сегменты.

Расчеты на базе найденного значения E_3 показывают, что при обрыве даже трех призм крепления нажимного фланца в верхней зоне или при потере связи нескольких крайних пакетов с призмами вибрация сердечника статора турбогенератора в этой зоне может повыситься на порядок и вызвать дальнейший отрыв соседних призм, что неоднократно наблюдалось в процессе эксплуатации.

ВЫВОДЫ

1. Обнаруженное в последние годы наличие значительных знакопеременных усилий в сердечниках статоров мощных турбо- и гидрогенераторов требует постановки и проведения комплекса НИОКР, направленных на уточнение нормативно-технической документации в области конструирования и эксплуатации этих машин.

2. На первом этапе особое внимание следует уделить организации измерений осевой вибрации нажимных фланцев и плит. Датчики следует устанавливать системно и единообразно.

3. На гидрогенераторах с составными сердечниками статоров датчики осевой вибрации следует устанавливать как в центральной части, так и в районе стыков секторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Демидюк Б.М., Кузьмин В.В. О природе осевых сил в магнитопроводе статора и их влиянии на работоспособность мощных турбогенераторов, тезисы докладов на Международной НТК – Севастополь, изд. СевНТУ, 2007.
- [2] Демидюк Б.М., Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. О разработке физически содержательного подхода к анализу силовых и энергетических процессов в элементах магнитопроводов электрических машин // Вісник Кременч.ДПУ, 2007, вып. 3, ч.1.
- [3] Кузьмін В.В., Шпатенко Т.В., Шпатенко В.С. Про ефективність методів розрахунку внутрішніх силових взаємодій в елементах магнітопроводів // "Електроінформ", 2007, № 2.
- [4] Ронжин А.А., Жимолохов О.М. и др. Исследование вибрационных характеристик статора турбогенератора // "Электрические станции", 1979, № 10, С. 41–44.
- [5] Станиславский Л.Я., Гаврилов Л.Г., Остерник Э.С. Вибрационная надежность мощных турбогенераторов – М., "Энергия", 1975, 240 с.
- [6] Тер-Газарян Г.Н., Херхеулидзе И.А., Блеткин Н.П. Профилактика нарушения пресковки активной стали гидрогенераторов // Электрические станции, - 1976, № 9, С. 71–73.
- [7] Тимошик А.М. Исследование электромеханических процессов, снижающих надежность статора турбогенераторов // Электрические станции, - 1976, № 7, С. 49–2.
- [8] Киттель Ч., Найт В., Рудерман М. Механика. Берклевский курс физики, ч. I, М., "Наука", 1983.
- [9] В.В.Титов, Г.М. Хуторецкий и др. Турбогенераторы. Расчет и конструкция. - Л., "Энергия", 1967.
- [10] Тимошенко С.И. Сопротивление материалов. - М.: Физматгиз, 1960.
- [11] ТХ115 – 1892. "Исследование жесткости и прочности полюсов гидрогенераторов типа ГСВ-1230/140-48 в процессе изготовления". Отчет НИИ завода "Электро-тяжмаш", 1985.

Поступила 08.10.2007

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН ПРИ ПРЕДСТАВЛЕНИИ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ МНОГОКОНТУРНОЙ ЦЕПЬЮ

Ларин А.М., к.т.н., доц., Гуедиди Фаузи Бен Килани
Донецкий национальный технический университет
Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра "Электрические системы"
тел. (062) 301-03-07, E-mail: lam@elf.dgtu.donetsk.ua

Викладені основні положення методу експериментального визначення параметрів заступних еквівалентних схем синхронних машин, в яких обмотка збудження представлена багатоконтурним колом. Метод засновано на даних одночасної реєстрації струмів в обмотках статора і збудження при раптових трифазних коротких замиканнях на затискачах електричної машини. Наведені результати досліджень для промислового турбогенератора ТВВ-160.

Изложены основные положения метода экспериментального определения параметров эквивалентных схем замещения синхронных машин, в которых обмотка возбуждения представлена многоконтурной цепью. Метод основан на данных одновременной регистрации токов в обмотках статора и возбуждения при внезапных трехфазных коротких замыканиях на выводах электрической машины. Приводятся результаты исследований для промышленного турбогенератора ТВВ-160.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для расчета переходных процессов в синхронных машинах (СМ) используются схемы замещения, в которых предполагается, что цепи обмотки статора, возбуждения и демпферных контуров имеют магнитную связь только через основное магнитное поле взаимной реактивностью x_{ad} (рис. 1).

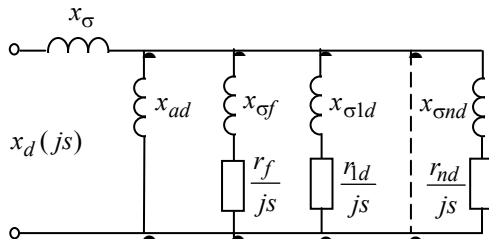


Рис. 1. Схема замещения СМ по продольной оси

Такие T-образные схемы замещения с достаточной точностью отражают переходные процессы в обмотке статора, но приводят к значительным (иногда даже неприемлемым) погрешностям при расчетах токов в обмотке возбуждения.

Поэтому, модель СМ в виде многоконтурных схем замещения общепринятого вида в сочетании с полными уравнениями Парка-Горева не обладает достаточной гибкостью и не может быть использована для уточненного исследования переходных процессов в обмотке возбуждения генераторов (ОВГ).

В последнее время появились работы, посвященные построению схем замещения уточненной (рис. 2) структуры [2, 3].

Они более достоверны с физической точки зрения, поскольку в них учитывается различие взаимной индуктивной магнитной связи между обмотками статора, возбуждения и эквивалентными контурами демпферной системы ротора. Однако способы определения параметров таких схем замещения еще достаточно не разработаны и, практически, отсутствует

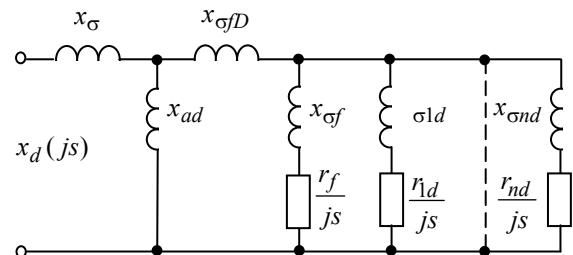


Рис. 2. Схема замещения с учетом различной магнитной связи между контурами

фактический материал, позволяющий использовать их в расчетах переходных процессов. Применение метода конечных элементов к синтезу подобных эквивалентных схем замещения не всегда приводит к физически обоснованным результатам. Полученное в [3] индуктивное сопротивление рассеяния ОВГ имеет отрицательное значение. Погрешности в определении тока ротора при исследовании переходных процессов, например, при коротких замыканиях, объясняются, в частности, тем, что строго ОВГ нельзя представить одноконтурной цепью [4].

В [4] предложен способ синтеза схем замещения СМ вида, показанного на рис. 1, при представлении ОВГ самостоятельной многоконтурной цепью. Метод основан на одновременной регистрации токов в обмотках статора и ротора в опыте затухания постоянного тока, проводимого на неподвижной машине. При этом на процедуру обработки исходных данных накладываются жесткие ограничения по количеству экспонент в токах статора и ротора, их постоянных времени затухания и др. Исследования по использованию предложенного в [4] способа показали, что, в большинстве случаев, он не дает удовлетворительных результатов.

Сотрудниками Сибирского НИИ энергетики (Россия) предложены и получены более сложные структуры эквивалентных схем замещения турбогенераторов, также учитывающих различную взаимную индуктивную связь между контурами, расположен-

ными на роторе. Основной отличительной особенностью таких схем замещения является представление демпферной системы машины по продольной и поперечной осям ротора в виде основного демпферного контура, охватывающего магнитный поток взаимной индукции между статором и ротором, и ряда локальных контуров, охватывающих магнитные потоки рассеяния и обмотки возбуждения. В этом случае обмотка возбуждения генератора, его демпферная система и цепи, отражающие взаимную индуктивную связь между ними характеризуются сложными зависимостями от скольжения высокого порядка (рис. 3).

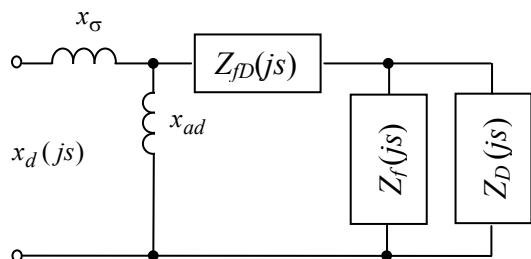


Рис. 3. Схема замещения СМ высокого порядка

Из выполненного анализа следует, что задача уточненного определения параметров эквивалентных схем замещения синхронных машин является актуальной.

Целью настоящей работы является разработка способа экспериментального определения параметров схем замещения СМ различных структур при представлении в них обмотки возбуждения многоконтурной цепью.

Аналогичная задача, но при представлении ОВГ одним контуром решалась в [5].

ОСНОВНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ

Предлагаемый способ основан на использовании частотной характеристики комплексного коэффициента распределения продольной составляющей тока статора в ветви обмотки возбуждения $C_f(js)$. В соответствии с [5] указанная характеристика определяется по данным обработки токов статора и ротора в опыте внезапного трехфазного короткого замыкания на выводах синхронного генератора, работающего на холостом ходу, следующим образом:

$$C_f(js) = \frac{y_f(js)}{y_d(js)}, \quad (1)$$

В (1) частотная характеристика проводимости со стороны обмотки статора по продольной оси ротора $y_d(js)$ определяется по параметрам экспоненциальных составляющих, аппроксимирующих периодическую составляющую тока статора, в соответствии с рекомендациями ГОСТ 10169-77. Частотная характеристика $y_f(js)$ проводимости ветви ОВГ рассчитывается по параметрам экспонент, аппроксимирующих апериодическую составляющую тока в обмотке возбуждения (i_{fan_k} , α_{f_k}):

$$y_f(js) = \sum_{k=1}^n \frac{i_{fan_k} \cdot js}{\alpha_{f_k} + js}. \quad (2)$$

По значениям частотной характеристики $y_d(js)$ может быть синтезирована любая из приведенных эквивалентных схем замещения. Применяемые для этого методы основаны на условии адекватности только исходной характеристики и характеристики, рассчитываемой по параметрам схемы замещения, т.е.

$$y_d(js) = \frac{1}{x_d(js)}. \quad (3)$$

В этом случае обмотка возбуждения при представлении ее одним контуром, в большинстве случаев отражается неверно. Для более точного определения параметров схем замещения, учитывающих влияние ОВГ, необходимо, чтобы в них характеристика $C_f(js)$ также соответствовала исходной, полученной в опыте трехфазного короткого замыкания.

Следовательно, зная комплексные значения проводимости $y_d(js)$ и коэффициента токораспределения $C_f(js)$, можно определить необходимую зависимость от частоты результирующей проводимости ОВГ. Выполним это следующим образом:

$$y_f(js) = C_f(js)y_d(js). \quad (3)$$

Такому действию соответствует эквивалентная схема замещения с вынесенной на зажимы источника ветвью намагничивания (Γ – образная схема), приведенная на рис. 4.

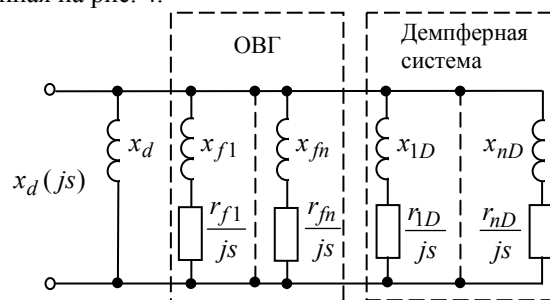


Рис. 4. Γ -образная схема замещения при представлении ОВГ многоконтурной цепью

Представим ветвь обмотки возбуждения в виде ряда параллельно включенных активно-индуктивных цепочек. Тогда результирующая проводимость, найденная по (3) может быть рассчитана по параметрам схемы замещения следующим образом:

$$y_f(js) = \sum_{k=1}^n \frac{js}{r_{f_k} + js \cdot x_{f_k}}. \quad (4)$$

Таким образом, зная результирующую проводимость ветви ОВГ $y_f(js)$ можно определить параметры отдельных контуров. Для этого можно использовать известные алгоритмы, а также процедуры минимизации универсальных прикладных пакетов для ПЭВМ.

Результирующая проводимость контуров, эквивалентирующих демпферную систему $y_D(js)$, в соответствии с рис. 4 определяется следующим соотношением:

$$y_D(js) = y_d(js) - \frac{1}{x_d} - y_f(js). \quad (5)$$

Представляя демпферную систему как и ОВГ многоконтурной цепью, можно получить параметры отдельных ее контуров на основании равенства

$$y_D(js) = \sum_{k=1}^m \frac{js}{r_{D_k} + js \cdot x_{D_k}}. \quad (6)$$

Схема замещения вида, приведенного на рис.4, удобна при использовании частотного метода расчета для аналитического описания электромагнитных переходных процессов. Она может быть также использована и при исследованиях, основанных на решении полных дифференциальных уравнений Парка-Горева.

Для синтеза параметров схемы замещения, Т-образного вида, (рис. 1), при представлении ОВГ многоконтурной цепью результирующая проводимость $y_f(js)$ должна определяться с учетом известного индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора x_σ :

$$y_f(js) = C_f(js) \cdot y_{ad}(js), \quad (7)$$

где $y_{ad}(js) = \frac{1}{x_d(js) - x_\sigma}$ - проводимость схемы замещения, измеренная относительно зажимов ветви намагничивания.

Тогда результирующая проводимость демпферных контуров находится путем вычитания из проводимости $y_{ad}(js)$ проводимости ветви намагничивания и ОВГ:

$$y_D(js) = y_{ad}(js) - \frac{1}{x_{ad}} - y_f(js). \quad (8)$$

В соответствии с соотношениями (4) и (6) находятся параметры многоконтурных схем, эквивалентирующих соответственно ОВГ и демпферную систему в схеме, представленной на рис. 1.

Для нахождения результирующей проводимости $y_f(js)$ в схеме, учитывающей различную взаимную индуктивность между контурами, расположенными на роторе (x_{fD}), выполняются следующие расчетные процедуры.

Определяется результирующая проводимость цепи, учитывающей влияние контуров ОВГ, демпферной системы и известного сопротивления взаимной индуктивности x_{fD} по соотношению

$$y_{fD}(js) = y_{ad}(js) - \frac{1}{x_{ad}}. \quad (9)$$

Находится коэффициент участия тока в обмотке статора (в сопротивлении x_σ) в ветви сопротивления взаимной индукции x_{fD}

$$C_{f1}(js) = \frac{y_{fD}(js)}{y_{ad}(js)}. \quad (10)$$

По известному коэффициенту $C_f(js)$ и найденному значению $C_{f1}(js)$ рассчитывается коэффициент

участия тока, протекающего в сопротивлении x_{fD} в цепи ОВГ ($C_{f2}(js)$):

$$C_{f2}(js) = \frac{C_f(js)}{C_{f1}(js)}. \quad (11)$$

Определяется зависимость от частоты результирующей проводимости, характеризующей влияние ОВГ.

$$y_f(js) = C_{f2}(js) \cdot \left(\frac{1}{\frac{1}{y_{fD}(js)} - x_{fD}} \right). \quad (12)$$

Тогда в соответствии со схемой замещения суммарная проводимость контуров, эквивалентирующих демпферную систему, рассчитывается следующим образом:

$$y_D(js) = \frac{1}{\frac{1}{y_{fD}(js)} - x_{fD}} - y_f(js). \quad (13)$$

Дальнейшие процедуры по определению параметров контуров, отражающих влияние ОВГ и демпферной системы аналогичны вышеописанным.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕДЛОЖЕННОГО МЕТОДА

Для оценки эффективности разработанного в работе метода экспериментального определения параметров эквивалентных схем замещения различных структур при представлении ОВГ многоконтурной цепью были выполнены опыты внезапного трехфазного короткого замыкания на выводах турбогенератора типа ТВВ – 160. С целью определения ненасыщенных значений электромагнитных параметров опыт проводился из режима холостого хода генератора при напряжении, составляющем $0,25U_{НОМ}$. Исследования проводились для различных условий по аппроксимации периодической составляющей тока в обмотке статора и апериодического тока в цепи обмотки возбуждения. Оценивалось влияние числа и постоянных времени затухания экспоненциальных составляющих, аппроксимирующих токи в статоре и роторе. Рассматривались варианты с одинаковым и различным количеством экспонент в токах статора и ротора, а также одинаковыми и различными дикриментами их затухания. При этом определялись параметры схем замещения различных структур. Во всех случаях принималось, что $x_\sigma = 0.22$; $x_{ad} = 2.012$. При синтезе схемы, приведенной на рис. 3, индуктивное сопротивление взаимной индукции x_{fD} принималось независимым от частоты и равным 0,0065 о.е.

При представлении ОВГ двухконтурной цепью и аппроксимации токов статора и ротора составляющими, имеющими разные постоянные времени затухания, были получены следующие параметры схемы замещения, показанной на рис. 4:

$$x_{f1} = 0,367; \quad r_{f1} = 0,00178; \quad x_{f2} = -0,487;$$

$$r_{f2} = -0,09697; \quad x_{D1} = 7,155; \quad r_{D1} = 0,0521;$$

$$x_{D2} = 0,348 \quad r_{D2} = 0,0671.$$

Параметры схемы замещения Т-образного типа (рис. 1) в этом случае имеют следующие значения:

$$x_{f1} = 0,106; \quad r_{f1} = 0,001696; \quad x_{f2} = -0,412;$$

$$r_{f2} = -0,366; \quad x_{D1} = 1,159; \quad r_{D1} = 0,0205;$$

$$x_{D2} = 0,027 \quad r_{D2} = 0,0155.$$

Схеме с различной взаимной индуктивностью между контурами (рис.3), соответствуют такие параметры роторных контуров:

$$x_{f1} = 0,1; \quad r_{f1} = 0,001672; \quad x_{f2} = 9,373;$$

$$r_{f2} = 6,669; \quad x_{D1} = 1,244; \quad r_{D1} = 0,0205; \quad x_{D2} = 0,02;$$

$$r_{D2} = 0,01405.$$

Достоверность полученных параметров проверялась путем сопоставления результатов расчета тока в ОВГ по полным дифференциальным уравнения Парка-Горева с экспериментальными данными. Результаты приведены на рис. 5.

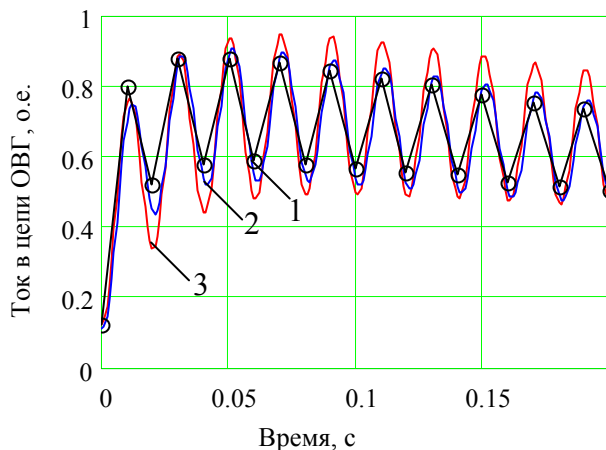


Рис. 5. Изменение тока в цепи ОВГ при трехфазном коротком замыкании ТГ ТВВ-160

На этом же рисунке приведены результаты расчета при представлении обмотки возбуждения в обычной схеме замещения одним контуром.

Сопоставление результатов расчета при представлении ОВГ одним контуром (кривая 3) с экспериментальными данными (кривая 1) свидетельствует, об их неудовлетворительном совпадении. Погрешность расчета достигает 38,3% в диапазоне времен до 0,1 с. Во временном диапазоне более 0,1 с погрешность несколько снижается и составляет 15 – 20%.

Использование схем замещения при представлении ОВГ многоконтурной цепью (кривая 2) позволяет существенно (более чем в два раза) снизить ошибку в результатах расчета. В рассматриваемом случае максимальное несовпадение расчетных и экспериментальных данных не превышает 14,2% в течение первых двух - трех периодов промышленной частоты. В остальном интервале наблюдения переходного процесса погрешность не превышает 9%.

ВЫВОД

Предложенный метод экспериментального определения параметров эквивалентных схем замещения при представлении ОВГ многоконтурной цепью позволяет существенно уточнить математическую модель СМ при исследованиях переходных процессов в обмотке возбуждения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Казовский Е.Я., Рубисов Г.В. Переходные процессы в синхронных машинах при аномальных режимах в энергосистеме. – СПб.: Наука, 1994. – 172 с.
- [2] Рогозин Г.Г., Ларин А.М., Ларина И.И. Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания // Электротехника. – 1999. - №12. – С. 14-17.
- [3] Escarela-Pereze R., Campero-Littlewood E., Niewierowicz T., Hernandez-Anaya O. Unique Determination of One-Damper D-Axis Circuits of Synchronous Machines Using Finite-Element Simulations // IEEE Transactions on Magnetics, 2002. -Vol. 38. - №2. – P. 1245-1248.
- [4] Сидельников А.В. Синтез схемы замещения синхронной машины при представлении обмотки возбуждения многоконтурной цепью // Электротехника. – 1983. - №7. – С. 25-28.
- [5] Ларин А.М., Ткаченко А.А., Ларина И.И. Определение электромагнитных параметров обмотки возбуждения синхронного генератора из опытов внезапного трехфазного короткого замыкания // Электротехника і Електромеханіка, 2005. - №2. – С. 32-34.

Поступила 10.09.2007

ВЫБОР ТИПА И ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ НЕВЗРЫВНЫХ СЕЙСМОИСТОЧНИКОВ

Бару Ю.А., к.т.н., Мельник А.К., Ткаченко С.В.
Открытое акционерное общество завод "Потенциал"
Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 17
тел. (0572) 99-81-88; E-mail: potencial@potencial.kharkov.com

Милых В.И., д.т.н.
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические машины"
тел. (0572) 707-65-14; E-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua; сайт: <http://users.kpi.kharkov.ua/kem/>

Стаття присвячена основним питанням теорії і проектування лінійних імпульсних електродинамічних двигунів для невибухових сейсмоджерел. Визначені критерії використання електродинамічних та електромагнітних лінійних імпульсних електродвигунів в невибухових сейсмоджерелах в залежності від параметрів силового імпульсу. Встановлена оптимальна тривалість імпульсу силової дії.

Излагаются основные вопросы теории и проектирования линейных импульсных электродинамических двигателей для невзрывных сейсмоисточников. Определены критерии применения электродинамических и электромагнитных линейных импульсных электродвигателей в невзрывных сейсмоисточниках в зависимости от параметров силового импульса. Установлена оптимальная длительность импульса силового воздействия.

ВВЕДЕНИЕ

"Естественный отбор", произошедший за последние 10...15 лет в области невзрывных импульсных сейсмоисточников, оставил в эксплуатации лишь электромеханические возбудители упругих колебаний. Это закономерно, т.к. только электрическая энергия способна обеспечить точность воспроизведения оптимальных параметров возбуждения.

При выборе параметров импульсных сейсмоисточников существует много спорных и не устоявшихся понятий. Этот вопрос подвергался анализу еще при создании первых невзрывных установок [1]. Активно это обсуждение происходило в 1980-х годах при подготовке так и не утвержденного ГОСТа на невзрывные сейсмоисточники. Принятое тогда решение [2] об оценке газодинамических источников по величине энергии, а электромеханических – по величине импульса силы было компромиссным, но оно не способствовало единству взглядов, как самих разработчиков сейсмоисточников, так и их взаимопониманию с геофизиками, использующими такую технику. Поэтому обсуждение вопроса о выборе параметров сейсмических возбудителей является весьма актуальным.

В соответствии с изложенным, целью данной работы является представление функционально предопределенных основ, на которые необходимо ориентироваться при создании сейсмоисточников, и проведение сравнительного анализа наиболее предпочтительных электромеханических возбудителей упругих колебаний.

ОСНОВЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОЕКТНЫХ ПАРАМЕТРОВ СЕЙСМОИСТОЧНИКОВ

При анализе работы линейного импульсного электродвигателя (ЛИЭД) – электромеханического излучателя, являющегося рабочим органом сейсмоисточника, – процесс энергопреобразования должен

рассматриваться совместно с нагрузкой. Нагрузкой является грунт, в котором происходит преобразование импульсного силового возбуждения в энергию упругой деформации, т.е. энергию сейсмических волн.

В многочисленных работах показано, что грунт обладает инерционными и упруго-вязкими свойствами. Инерционные свойства определяются суммой "присоединенной" массы грунта, массы опорной плиты и массы якоря ЛИЭДа. "Присоединенная" масса грунта играет преобладающую роль. Ее величина зависит от опорной плиты [3], размер которой для исключения пластических деформаций грунта должен выбираться так, чтобы удельное давление не превышало значения 0,4...0,7 МПа. Таким образом, инерционные свойства грунта, участвующего в процессе возбуждения сейсмических волн, определяются максимальным усилием, развиваемым сейсмоисточником.

В соответствии с первой системой электромеханических аналогий [4], механическая система, обладающая инерционными и упруго-вязкими свойствами, эквивалентна электрической системе, состоящей из последовательно соединенных катушки индуктивности, конденсатора и резистора. Такой электрический контур является резонансной колебательной системой, которая способна преобразовывать энергию импульсного возбуждения в энергию свободных колебаний. Показано [5], что при импульсном возбуждении амплитуда свободных колебаний в электрическом контуре определяется величиной произведения $U \cdot t_i$, где U – напряжение электрического импульса, t_i – его длительность. В случае механической системы (электромеханический излучатель, установленный на грунт) это эквивалентно тому, что амплитуда возбуждаемых упругих колебаний определяется импульсом силы, развиваемым излучателем, $S = F \cdot t_i$, где F – величина силы воздействия, t_i – ее длительность.

При \sin^2 -й форме возбуждаемого импульса силового воздействия, что характерно для ЛИЭДа, питаемого от конденсаторного накопителя, импульс силы составляет:

$$S = \int_0^{t_i} F_{\max} \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} F_{\max} t_i = F_{\text{ср}} t_i. \quad (1)$$

Вывод о том, что амплитуда регистрируемых сейсмических колебаний пропорциональна импульсу силы, был сделан и в работе [6] путем анализа процесса возбуждения с учетом частотного спектра полезных сейсмических колебаний.

Изготавливаемые в 80-90 годах Опытным заводом "Потенциал", г. Харьков (теперь ОАО завод "Потенциал") источники типа "Сейсмодин" проектировались исходя из того, что их сейсмическая эффективность определяется импульсом силы. Импульс силы характеризует как сейсмическую эффективность источника, так и его массогабаритные параметры и, следовательно, определяет выбор транспортной базы для монтажа установки.

Имея заданную при проектировании величину импульса силы, нельзя произвольно выбрать длительность силового воздействия. В грунте происходит не только формирование сейсмических волн, но и последующая их фильтрация, причем каждый слой грунта, обладая своими физико-механическими свойствами, производит фильтрацию в своем диапазоне частот. Поэтому амплитудно-частотные спектры регистрируемых на поверхности отраженных волн являются усредненными, характеризующими фильтрующие свойства всей исследуемой толщи земли.

Существенным является то, что диапазоны регистрируемых частот отраженных волн при работе различных источников, как импульсных, так и вибрационных, работающих в разных районах, мало отличаются один от другого. Они, как правило, имеют резонансный характер с максимумом в полосе частот 25...35 Гц [2]. Это свидетельствует о том, что частотный спектр регистрируемых колебаний формируется не столько при возбуждении сейсмических волн в области "опорная плита – грунт", сколько при их фильтрации во время прохождения толщи земли.

Воздействовать на изменение диапазона регистрируемых частот при невзрывном возбуждении практически невозможно. Влияние диаметра опорной плиты и, следовательно, величины присоединенной массы земли на частоту генерируемых колебаний [7] существует лишь при возбуждении сейсмических волн, а при последующей фильтрации это влияние становится несущественным.

Однако, выбрав оптимальную длительность силового импульса сейсмоисточника, можно обеспечить наиболее эффективное энергопреобразование при импульсном возбуждении, увеличив тем самым амплитуду сейсмических колебаний в диапазоне полезных частот. Действительно, при импульсном возбуждении колебательного контура максимальная величина амплитуды колебаний будет тогда, когда длительность импульса равняется половине периода свободного колебания [5]. Значит, чтобы с максимальной эффек-

тивностью возбудить колебания в диапазоне частот, соответствующем максимуму АЧХ регистрируемых сигналов, длительность силового воздействия должна находиться в пределах 14...20 мс, что соответствует вышеуказанным частотам 25...35 Гц.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ ТИПОВ ЛИЭД КАК СЕЙСМОИСТОЧНИКОВ

Длительность силового импульса определяется индуктивными параметрами ЛИЭД и емкостью конденсаторного накопителя. Варианты типов ЛИЭД могут быть весьма разнообразными [8-11]. Выбор типа ЛИЭД в зависимости от длительности силового воздействия является основным вопросом при проектировании электромеханических источников (ЭМИС).

По принципу действия ЛИЭД современных импульсных сейсмоисточников можно разделить на электромагнитные и электродинамические. На рис. 1 и рис. 2 показаны магнитные системы таких двигателей, применяемых в сейсмоисточниках, изготавливаемых ОАО завод "Потенциал".

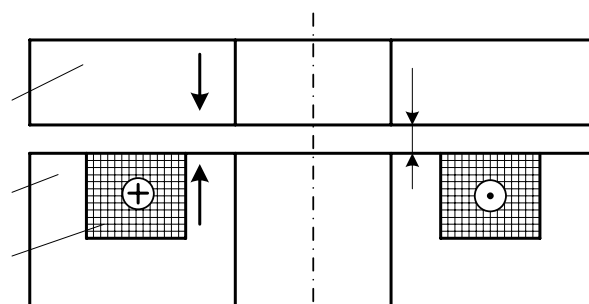


Рис. 1. Магнитная система электромагнитного линейного импульсного электродвигателя

Основой электромагнитного ЛИЭД (рис. 1) является круглый магнитопровод 1 с кольцевой обмоткой 2 статора (индуктора) [12]. От индуктора отделен зазором δ якорь 3 и он испытывает силовое взаимодействие F через возбуждаемое магнитное поле.

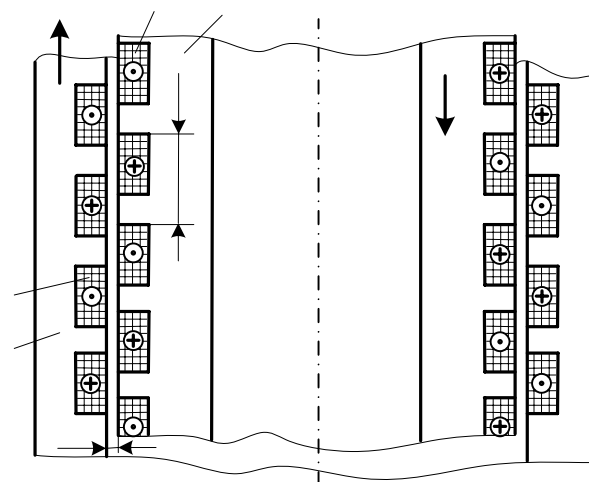


Рис. 2. Магнитная система электродинамического линейного импульсного электродвигателя

Основой электродинамического ЛИЭД (рис. 2) является цилиндрический магнитопровод из сердечников статора 1 и якоря 3. Они разделены зазором δ и имеют системы чередующихся полюсов с полюсным шагом τ , образуемых токами обмоток 2 и 4. Последние расположены в кольцевых пазах, выполненных на обращенных друг к другу концентрических поверхностях сердечников [13, 14, 15]. Направление сил F , действующих на индуктор и статор, соответствуют указанным направлениям токов в обмотках.

ЭМИС является мобильным устройством, размещаемым на транспортной базе с ограниченной грузоподъемностью, поэтому при проектировании критериями выбора типа ЛИЭД являются, прежде всего, весовые характеристики оборудования источника, определяемые в основном массой конденсаторного накопителя и массой ЛИЭД. Масса остальных узлов ЭМИС: механизм подъема и фиксации излучателя с гидравлической системой, кузов, система управления – практически не зависят от принципа действия ЛИЭД.

Масса конденсаторного накопителя $G_{\text{конд}}$ определяется суммой электрической энергии, необходимой для преобразования в механическую, и изменением энергии, запасенной в магнитном поле ЛИЭД. Основная часть запасаемой магнитной энергии приходится на область воздушного зазора. Воздушный зазор в электромагнитном ЛИЭД относительно весьма мал по сравнению с воздушным зазором в электродинамическом ЛИЭД. Поэтому в магнитном поле первого ЛИЭД запасается меньшая энергия. Это обеспечивает высокую эффективность преобразования энергии в электромагнитном ЛИЭД и соответственно меньшие емкость и массу конденсаторного накопителя.

Однако сохранение при работе малой величины воздушного зазора требует для нормального функционирования ЛИЭД значительной массы инертного пригруза $G_{\text{пр}}$, которая, хоть и является только частью общей массы ЛИЭДа, характеризует весовые характеристики всего двигателя. Исходя из этих соображений, в качестве показателя, характеризующего весовые параметры ЭМИС, целесообразно принять сумму масс конденсаторного накопителя и инертного пригруза ЛИЭД - $G_{\text{пр}} + G_{\text{конд}}$.

Сравнение двух типов ЛИЭД проводилось на основе методик расчета ЭМИС, разработанных при создании электродинамических источников "Сейсмодин" и электромагнитных "Терра" и "Террадин" и обеспечивающих, как показала многолетняя практика, достаточно высокую точность при проектировании.

Результаты сравнительного анализа приведены на рис. 3 и рис. 4. Сравнение проводилось в диапазоне амплитуд импульсов силового воздействия $F_{\text{max}} = 1...30$ тс.

На рис. 3 видно, что при длительности силового воздействия 5 мс до усилий $F_{\text{max}} = 16...17$ тс электромагнитный ЭМИС имеет меньшие массы, чем электродинамический, причем разница тем больше, чем меньше усилие. При усилиях $F_{\text{max}} > (16...17)$ тс элек-

тродинамический ЭМИС предпочтительнее. Уже при $F_{\text{max}} = 30$ тс сумма масс конденсаторного накопителя и инертного пригруза для электромагнитного ЭМИС на 30% выше, чем у электродинамического. Исходя из этого, в источниках типа "Терра" с максимальной силой $F_{\text{max}} = 0,3 \div 3,0$ тс и длительностью импульса $t_i = 5$ мс, предназначенных для исследования малых и средних глубин геологического разреза, применены электромагнитные ЛИЭДы.

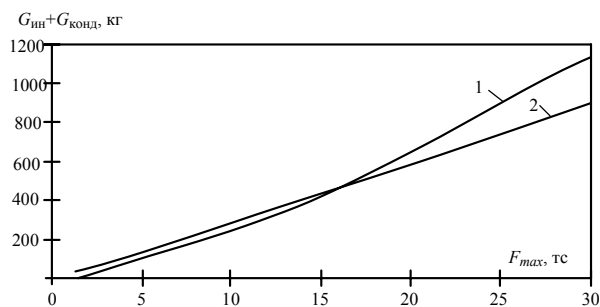


Рис. 3. Зависимость весовых показателей ЛИЭД от обеспечиваемой максимальной силы при $t_i = 5$ мс: 1 – электромагнитный; 2 – электродинамический

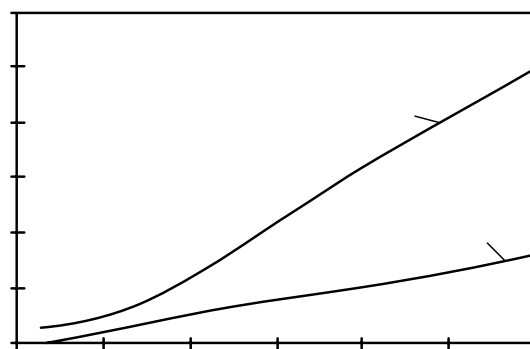


Рис. 4. Зависимость весовых показателей ЛИЭД от обеспечиваемой максимальной силы при $t_i = 15$ мс: 1 – электромагнитный; 2 – электродинамический

Иная картина при длительности импульса 15 мс (рис. 4). Преимущество электродинамического ЛИЭД в сравнении с электромагнитным существует при любом развиваемом усилии и резко возрастает с его увеличением, т.е. для возбуждения импульса силы длительностью 15 мс целесообразно использовать электродинамический ЛИЭД во всем диапазоне усилий. Физически это вполне объяснимо, так как при большой длительности силового воздействия для функционирования электромагнитного ЛИЭД необходимо существенно увеличивать инертный пригруз или воздушный зазор, а значит, и величину запасаемой электрической энергии, т.е. массу конденсаторного накопителя.

Необходимо учесть, что в силу принятых выше условных допущений и унификации исходных данных (напряжения заряда конденсатора, размеров воздушного зазора и полюсного деления), полученные результаты носят оценочный характер. Точные результаты, особенно в диапазоне 15-18 тс при длитель-

ности импульса 5 мс, могут быть получены при проектировании конкретных ЭМИС.

Преимуществом электродинамического ЛИЭД является и то, что исключается эксплуатационный недостаток электромагнитного, заключающийся в возможности соударения индуктора и якоря при изменяющейся упругости поверхностного слоя почвы в различных точках силового воздействия.

При выборе ЛИЭД необходимо учесть и то, что его диаметр на обычном транспортном средстве (автомобили "Урал", "КамАЗ", "КрАЗ") не может превышать 700÷750 мм, и этим ограничивается усилие одной секции электромагнитного (рис. 1) или однокашечного электродинамического ЛИЭДа.

Кратное увеличение усилия в электродинамическом ЛИЭДе возможно путем выбора магнитной системы с необходимым числом полюсов. А в электромагнитном ЛИЭДе требуется расположение секций друг над другом ("этажерка"), но таким образом, чтобы их магнитные поля не были связаны между собой, что конструктивно достаточно сложно и менее эффективно с точки зрения массогабаритных параметров ЛИЭДа.

Электродинамические ЛИЭДы использованы в сейсмоисточниках типов "Сейсмодин С4800/12" ($F_{\max} = 80$ тс, $t_i = 12$ мс) и "Сейсмодин С7200/15" ($F_{\max} = 96$ тс, $t_i = 15$ мс). Эти источники прошли достаточную апробацию в эксплуатации и подтвердили достоверность принципов выбора их параметров и проектирования.

ВЫВОДЫ

1. Основным параметром, характеризующим сейсмическую эффективность импульсного сейсмоисточника, является развиваемый им импульс силы.

2. Оптимальная длительность возбуждения (импульса силового воздействия) определяется максимумом амплитудно-частотной характеристики регистрируемых колебаний грунта и находится в пределах 14...20 мс.

3. Применение электромагнитного ЛИЭД при длительности воздействия 5 мс целесообразно до амплитуды силового импульса 16...17 тс.

4. В импульсных сейсмоисточниках, предназначенных для создания силового воздействия с длительностью 15 мс и более, целесообразно применение электродинамических ЛИЭД, независимо от амплитуды силового импульса.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Райхер Л.Д. . К вопросу о выборе оптимальных параметров импульсных излучателей колебаний электродинамического типа. Реферативный сборник "Вопросы методики и техники геофизических исследований", вып.2. Сер.: Региональная, разведочная и промысловая геофизика, №21, М, 1970.
- [2] Невзрывные источники сейсмических колебаний. Справочник. М., "Недра", 1992.
- [3] Шнеерсон М.Б., Майоров В.В. Наземная сейсмозащита с невзрывными источниками колебаний. М., "Недра", 1980.

- [4] Гамбурцев Г.А. Основы сейсмозащиты. М., Гостоптехиздат, 1959.
- [5] Гоноровский И.С. Основы радиотехники. М., Связьиздат, 1957.
- [6] Роман В.И., Геккер С.М., Гонтовой И.З., Ищенко И.П., Каневский В.Ф. Влияние длительности воздействия на сейсмическую эффективность импульсных электродинамических источников упругих колебаний. Материалы Всесоюзной конф. "Вибросейсмические методы исследования земли". Новосибирск, 1982.
- [7] М.Б. Шнеерсон. К вопросу о возможности управления частотой возбуждаемых колебаний в наземной невзрывной сейсмозащитке. "Приборы и системы разведочной геофизики", 01/2003.
- [8] Ямпольский Ю.Г. Анализ основных типов силовых линейных импульсных электрических двигателей // Электротехника.-1992.-№8-9.-С. 4-11.
- [9] Мильх В.И. Исследование импульсного режима возбуждения линейного электродвигателя // Электротехника.- 1994.- №10.-С. 3-9.
- [10] Мильх В.И. Исследование тиристорной системы коммутации в линейном двигателе постоянного тока // Электричество.-1995.-№6.-С. 33-41.
- [11] Болюх В.Ф., Данько В.Г. Лінійні електромеханічні перетворювачі імпульсної дії.- Монографія.- Харків: НТУ "ХПИ".-2006.-260 с.
- [12] Деклараційний патент на корисну модель №1748, 7G01V1/04 "Пристрій для збудження сейсмічних коливань» (Ю.А.Бару, Г.С.Водаков, И.Т.Зайцев, А.К.Мельник, В.П.Ткаченко) №2002086853. Пріоритет 20.08.2002. Опубліковано 15.04.2003. Бюллетень №4.
- [13] Авторское свидетельство №674532 G01V1/04 "Активный узел электродинамического источника сейсмических колебаний" (Н.В. Волошин, Ю.А. Бару, А.И. Макогон) №2431014/18-25. Заявлено 20.12.76. Не публиковалось.
- [14] Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко В.П., Ткаченко С.В., Фатенко А.Ю., Осташевский Н.А. Линейные импульсные электродинамические двигатели для невзрывных источников сейсмических колебаний // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Электроэнергетика и преобразовательная техника.- Харьков: НТУ "ХПИ". - 2006. - №38.- С. 83-92.
- [15] Бару Ю.А., Мельник А.К., Ткаченко В.П., Ткаченко С.В., Фатенко А.Ю., Осташевский Н.А. "Машинная постоянная" линейного импульсного электродинамического двигателя для невзрывного источника сейсмических колебаний. // Вестник НТУ "ХПИ". Сборник научных трудов. Тематический выпуск. Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. - Харьков: НТУ "ХПИ".- 2007.- №24.- С. 5-10.

Поступила 05.11.2007

УПРАВЛЕНИЕ ОХЛАЖДЕНИЕМ СИЛОВОГО МАСЛЯНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПО КРИТЕРИЮ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Поляков М.А., к.т.н., доц.

Запорожский национальный технический университет

Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра "Электрические аппараты"

тел.(061) 228-16-10, E-mail: polyakov@zntu.edu.ua

Пропоновані показники технічної та економічної ефективності охолодження потужного масляного трансформатора, принципи їх використання для регулювання охолодження, структури регуляторів системи охолодження на основі критеріїв ефективності та принципи програмної реалізації у вигляді розподіленого додатку

Предложены показатели технической и экономической эффективности охлаждения силового масляного трансформатора, принципы их использования для регулирования охлаждения, структуры регуляторов системы охлаждения на основе критериев эффективности и принципы программной реализации в виде распределенного приложения

ВВЕДЕНИЕ

Силовые масляные трансформаторы с принудительным охлаждением имеют системы охлаждения с одной или более ступенями, которые содержат регулятор охлаждения, насосы, электродвигатели, вентиляторы и коммутационные аппараты [1].

Как правило, суммарное время, когда система охлаждения находится в режимах OFAN и OFAF, соизмеримо со сроком службы трансформатора. Поэтому, параметры системы охлаждения, в значительной степени, определяют эксплуатационные расходы на трансформатор. Сокращение этих расходов является актуальной задачей в условиях рыночной экономики, удорожания энергоресурсов и комплектующих систем охлаждения. Один из путей решения задачи сокращения эксплуатационных расходов на трансформатор – повышение эффективности регулирования охлаждения.

Как известно [2], оценка эффективности предполагает соизмерение величины экономического или технического эффекта с затратами на его достижение. Применительно к регулированию охлаждения силового масляного трансформатора, оценка эффективности не определена в доступной автору литературе и нуждается в уточнении и детализации.

Целью настоящей работы является определение показателей эффективности охлаждения силового масляного трансформатора и использования их для регулирования охлаждения.

Экономический эффект от работы системы охлаждения базируется на техническом эффекте – экономии ресурса изоляции трансформатора. Расход ресурса изоляции зависит от скорости ее термического износа. Скорость износа изоляции определяется температурой обмотки трансформатора, о которой мы судим, как правило, по данным измерения температуры верхних слоев масла. Принудительное охлаждение приводит к снижению температуры обмоток. В результате чего уменьшается скорость износа изоляции и возникает экономия ресурса изоляции. Вместе с тем, в режимах охлаждения OFAN и OFAF, сама система охлаждения потребляет значительное количество электроэнергии, расходуется ресурс ее элементов и, следовательно, возникают затраты, которые необходимо соизмерять с эффектом экономии ресурса изоляции трансформатора.

Результаты оценки эффективности охлаждения целесообразно использовать в процессе проектирования систем охлаждения для обоснования проектных решений, определения допустимой нагрузки трансформатора и для непосредственного управления сис-

темой охлаждения. В последнем случае система охлаждения должна содержать соответствующий регулятор. Известные регуляторы систем охлаждения являются релейными или нечеткими [3]. В них используется обратная связь по техническому параметру объекта управления – температуре верхних слоев масла. В настоящей работе рассмотрены принципы построения регулятора системы охлаждения с обратной связью по эффективности охлаждения.

Технической основой для выполнения в реальном времени расчетов эффективности охлаждения и использования полученных значений для регулирования охлаждения являются системы мониторинга и управления силовых трансформаторов, которые содержат вычислительные устройства в виде промышленных компьютеров и контроллеров [4].

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОХЛАЖДЕНИЯ

Оценку эффективности охлаждения будем вести применительно к дискретному регулятору. То есть, полагаем, что решение об изменении режима охлаждения принимается периодически с периодом Δt , а измерения температуры масла, окружающей среды и тока нагрузки трансформатора производятся практически непрерывно.

Важным этапом оценки эффективности является выбор интервала времени для оценки эффекта. В регуляторах на основе текущих значений возмущающих факторов это может быть предыдущий или текущий период регулирования. В регуляторах на основе прогноза изменения дестабилизирующих факторов, это может быть горизонт прогноза, который соизмерим с тепловой постоянной системы охлаждения.

При оценке эффективности за период регулирования в устройстве управления системой охлаждения должно быть смоделировано изменение скорости расхода изоляции во всех режимах и выполнено сравнение с результатами работы системы охлаждения в режиме ONAN. Моделирование скорости расхода ресурса изоляции на горизонт прогноза предполагает моделирование не только термодинамических процессов в трансформаторе, но и моделирование регулятора. Для этих целей могут быть использованы модели, предложенные в работе [3].

Предположим, что система охлаждения имеет одну ступень и работает в режимах ONAN и OFAF, именуемые в дальнейшем, соответственно, "on" и "off". Расход ресурса изоляции в режимах "on" (T_{on}) и "off" (T_{off}) определим по формулам:

$$T_{on} = \int_{t_1}^{t_2} V_{on}(t) dt; \quad (1)$$

$$T_{off} = \int_{t_1}^{t_2} V_{off}(t) dt, \quad (2)$$

где t_1, t_2 – время для граничных точек текущего интервала регулирования охлаждения, причем $t_2 > t_1$ и $t_2 - t_1 = \Delta t$; $V_{on}(t), V_{off}(t)$ – зависимости от времени относительных скоростей расхода ресурса изоляции трансформатора обусловленные термическим старением в режимах "on" и "off", соответственно.

При этом в каждый момент времени скорости $V_{on}(t), V_{off}(t)$ вычисляются по формуле [5]:

$$V = 2^{(\Theta_i - \Theta_{il})/6}, \quad (3)$$

где Θ_i – текущая температура наиболее нагретой точки изоляции трансформатора, которая рассчитывается по методике [5] на основе измерения температуры верхних слоев масла; Θ_{il} – температура наиболее нагретой точки изоляции трансформатора, при которой скорость расхода ресурса изоляции трансформатора равна единице (по ГОСТ 14209-97 $\Theta_{il} = 98^\circ \text{C}$).

Экономию ресурса изоляции в результате применения охлаждения определим как

$$T = T_{off} - T_{on}. \quad (4)$$

Полученный технический эффект можно соизмерять:

- со временем t_{on} нахождения системы охлаждения в режиме "on" – техническая эффективность охлаждения в смысле его производительности

$$R_t = T / t_{on}; \quad (5)$$

- с затратами энергии A на охлаждение – техническая эффективность охлаждения в смысле экономичности энергопотребления

$$R_M = T / A = T / (t_{on} M) = R_t / M, \quad (6)$$

где M – электрическая мощность, потребляемая системой охлаждения от сети;

- со стоимостью ресурсов всех видов, израсходованных системой охлаждения – технико-экономическая эффективность охлаждения

$$R_c = T / C_{эп}, \quad (7)$$

где $C_{эп}$ – стоимость эксплуатации системы охлаждения в режиме "on" за период регулирования.

При этом стоимость $C_{эп}$ определим по формуле:

$$C_{эп} = \Delta t (MC_э + C_{рсо}) + NC_{рк}, \quad (8)$$

где $C_э$ – стоимость киловатт-часа электроэнергии; $C_{рсо}$ – стоимость расхода ресурса элементов системы охлаждения за единицу времени ее работы; N – количество переключений элементов системы охлаждения за период регулирования; $C_{рк}$ – стоимость расхода коммутационного ресурса элементов системы охлаждения за одну коммутацию (включение/выключение).

Экономическую эффективность охлаждения \mathcal{E}_t за период регулирования определим как:

- разность величин стоимостей эффекта и затрат
- $$\mathcal{E}_p = TC_{ри} - C_{эп}, \quad (9)$$

где $C_{ри}$ – стоимость расхода ресурса изоляции трансформатора в единицу времени;

- отношение величин стоимостей эффекта и затрат
- $$\mathcal{E}_o = TC_{ри} / C_{эп}. \quad (10)$$

Если предположить, что в формуле (10) затраты $C_{эп}$ не зависят от количества переключений, то можно определить экономическую эффективность через техническую эффективность R_t и отношение стоимостей сэкономленных и потребленных ресурсов

$$\mathcal{E}_o = TC_{ри} / C_{эп} = R_t (C_{ри} / (MC_э + C_{рсо})). \quad (11)$$

Формулы (1)–(11) могут быть использованы для определения эффективности \mathcal{E}_r охлаждения на горизонт прогноза изменения дестабилизирующих факторов. При этом следует учитывать, что за этот период времени система охлаждения может иметь более одного включения.

Если система охлаждения имеет более одной ступени и(или) каждая ступень работает в режимах ONAN, ONAF и OFAF, то по формулам (1)–(11) вычисляется эффективность охлаждения в каждом режиме.

РЕГУЛЯТОР ОХЛАЖДЕНИЯ

Структура регулятора системы охлаждения, использующего приведенные выше определения текущей эффективности охлаждения, изображена на рис.

С точки зрения теории автоматического управления структура регулятора определяется заданием на регулирование, переменными процесса управления, возмущающими воздействиями, управляемыми переменными и типом регулятора.

Возмущающими воздействиями для данной системы управления являются ток I нагрузки трансформатора и температура Θ_a окружающей среды.

В качестве наблюдаемой переменной объекта управления выбрана текущая температура Θ_o верхних слоев масла, как показано на рис., или текущая температура обмотки трансформатора, при наличии соответствующего датчика.

Термодинамическая модель трансформатора рассчитывает температуру Θ_{ik} наиболее нагретой точки изоляции в интервале Δt регулирования в каждом из возможных режимов охлаждения. Модель трансформатора построена на основе уравнения теплового баланса трансформатора [1]. Параметрами модели являются: $I_{ном}$ – номинальный ток нагрузки; $P_{хх}$ – мощность потерь холостого хода; Z – активное сопротивление обмотки; C – теплоемкость трансформатора; τ_k – тепловая постоянная трансформатора для каждого режима охлаждения.

Блок расчета текущей эффективности охлаждения по формулам (1)–(4) вычисляет величину экономии ресурса изоляции в результате применения охлаждения и по формулам (5)–(10) – значение текущей эффективности охлаждения во всех возможных режимах. При этом в расчетах используются значения электрических мощностей исполнительных элементов системы охлаждения.

Вычисленные значения текущей эффективности в нечетком контроллере сравниваются с нормативной оценкой эффективности. Нечеткий контроллер пред-

ставляет собой нелинейный регулятор, который реализует алгоритм нечеткого вывода Мамдани [3] на основе базы правил регулирования охлаждения и определений лингвистических переменных входных и выходных величин. На выходе контроллера формируется вектор управления исполнительными механизмами системы охлаждения.

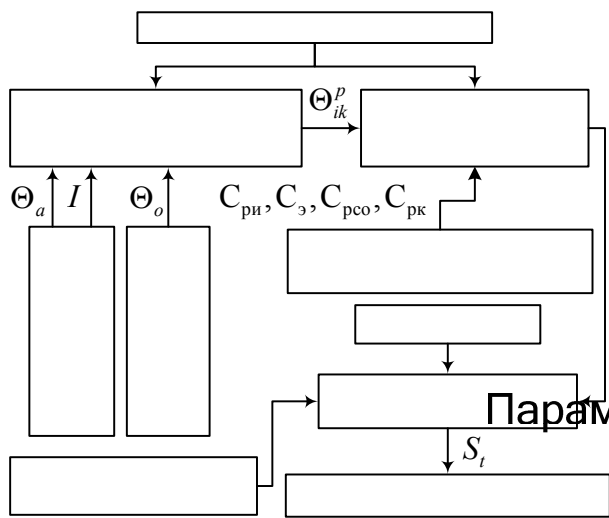


Рис. Структура регулятора охлаждения на основе оценки текущей эффективности охлаждения

Каждый разряд этого K -разрядного вектора характеризует состояние ("0" – выключен, "1" – включен) одного исполнительного механизма (насос, вентилятор) системы охлаждения. Количество разрядов вектора $K = Pa$, где P – количество ступеней охлаждения; a – количество элементов управления в ступени охлаждения. В простейшем случае, когда система охлаждения имеет одну ступень и работает в режимах OFAN и OFAF разрядность вектора управления исполнительными механизмами равна единице.

Управление охлаждением на основе критериев эффективности, можно сочетать с управлением по изменению величин возмущающих факторов – переменной управления. Если эти величины попадают на вход нечеткого контроллера и известны исполнительные правила в базу правил, то можно использовать нечеткий вывод.

Перспективным видом регуляторов охлаждения являются регуляторы на основе прогноза эффективности охлаждения. Так показал анализ данных мониторинга силовых трансформаторов, изменения токов нагрузки трансформатора носят циклический характер и могут быть предсказаны с определенной степенью достоверности. С этой целью в состав регулятора охлаждения вводится блок прогноза. Принципы реализации этого блока будут изложены в отдельной работе.

В каждом цикле регулирования такой регулятор моделирует процесс охлаждения на горизонт прогноза и выполняет расчет эффективности охлаждения. Полученная оценка эффективности поступает на вход нечеткого контроллера, который выбирает режим охлаждения.

Программная реализация алгоритмов предложенных регуляторов в среде промышленного контроллера системы управления охлаждением трансформатора затруднена из-за ограниченного объема памяти программ и невысокого быстродействия контроллера. Поэтому предлагается распределить функ-

ции регулятора между вычислительными устройствами промышленного компьютера и контроллера

Контроллерная часть регулятора выполняет функции сопряжения с объектом управления – прием и первичную обработку данных от датчиков и управление исполнительными механизмами системы охлаждения.

Основная часть регулятора построена в виде приложения в среде пакета программ MATLAB/Simulink и содержит блоки прогноза, нечеткого контроллера, расчета текущей и прогнозируемой эффективности охлаждения и термодинамической модели трансформатора. Это приложение обменивается данными с контроллерной частью регулятора с использованием DDE – функций Simulink.

Работоспособность предложенных регуляторов проверена путем имитационного моделирования процессов охлаждения в среде MATLAB/Simulink.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предложенные аналитические выражения технической и экономической эффективности охлаждения силового масляного трансформатора позволяют оценить различные аспекты эффективности, учитываемые при построении регуляторов системы охлаждения.

Эффективность, как цель и критерий управления с помощью, позволяет умножить эффективность системы охлаждения в режимах OFAN и OFAF в интервалах времени, когда экономия ресурса изоляции будет незначительной по сравнению с эксплуатационными расходами на систему охлаждения.

Наиболее перспективным является нечеткий регулятор охлаждения на основе показателей эффективности с прогнозами изменения таких дестабилизирующих факторов как ток нагрузки и температура окружающей среды.

Предлагается использовать в составе интеллектуальной системы управления каждым видом промышленный контроллер и АРМ оператора на базе персонального компьютера.

База правил

- [1] Алексеенко Г.В., Ашратов А.К., Фрид Е.С. Испытания высоковольтных и мощных трансформаторов и автотрансформаторов часть II, М.–Л., Госэнергоиздат, 1962, 832 с.
- [2] Кузьмин И.В. Оценка эффективности и оптимизация автоматических систем контроля и управления. М.: "Сов. Радио", 1971.
- [3] Поляков М.А. Нечеткий регулятор охлаждения силового масляного трансформатора на основе прогноза изменения возмущающих факторов. // Электротехника і електромеханіка, 2007, №3, С. 47-50.
- [4] Pink T., Stewart P. Power Transformer Control System Development and Application to Improve Transformer Load Capacity//Proceeding of TechCon@2004 North America (San Antonio, Texas, January 28,29, 2004), pp 73-88.
- [5] ГОСТ 14209-97. Руководство по нагрузке силовых масляных трансформаторов.
- [6] Поляков М.А. Нечеткий регулятор охлаждения силового масляного трансформатора на основе прогноза эффективности охлаждения // – Сб. трудов конф. "Автоматизация: проблемы, идеи, решения" (Севастополь, 5-12 сентября 2007), СевНТУ, 2007.- С. 45.

Поступила 18.10.2007

МГНОВЕННЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Саблин О.И.

Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта им. Академика В. Лазаряна
Украина, 49010, Днепропетровск, ул. Акад. В. Лазаряна, 2, "ДИИТ", каф. "Теоретические основы электротехники"
тел. (056) 373-31-15, E-mail: dnuzt@diit.edu.ua

Розглянуті методи визначення миттєвих коефіцієнта потужності та коефіцієнта корисної дії електрорухомого складу постійного струму, оскільки нестационарні режими роботи його силових кіл потребують енергетичного аналізу у реальному масштабі часу з врахуванням стохастичної зміни напруги на струмоприймачі, тягового струму, а також швидкості руху та сили тяги.

Рассмотрены методы определения мгновенных коэффициента мощности и коэффициента полезного действия электроподвижного состава постоянного тока, поскольку нестационарные режимы работы его силовых цепей требуют энергетического анализа в реальном масштабе времени с учетом стохастического изменения напряжения на токоприемнике, тягового тока, а также скорости движения и силы тяги.

Основными энергетическими показателями электроподвижного состава (ЭПС) являются к.п.д. η и коэффициент мощности λ [1], причем традиционно последний используется лишь к ЭПС переменного тока, для которого сдвиг по фазе между основными гармониками тока и напряжения характеризует $\cos \varphi$, а коэффициентом мощности учитывают, кроме сдвига по фазе, также и влияние высших гармонических составляющих несинусоидального тока. Однако, в работе [2] обоснована необходимость применения такого показателя и к ЭПС постоянного тока, поскольку и этот вид ЭПС является нелинейной нестационарной нагрузкой, технологически искажающей форму напряжения на токоприемнике и тягового тока. Нелинейные электрические цепи подвижного состава электрического транспорта, имея название (по роду питающего напряжения) цепей постоянного тока, фактически являются нелинейными цепями переменного (изменяющегося) тока, а переменный случайный характер напряжения на токоприемнике $U(t)$ ЭПС постоянного тока и его тягового тока $I(t)$ обязывают в электропотреблении учитывать величину его коэффициента мощности.

ЭПС постоянного тока с этих позиций может быть представлен в виде нелинейной динамической электротехнической системы со случайным воздействием $U(t)$ и случайной реакцией $I(t)$ (рис. 1),

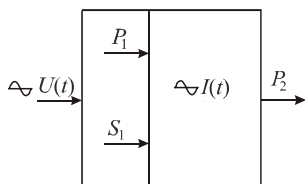


Рис. 1

согласно которой величина η определяется как отношение полезной (выходной) активной мощности P_2 к подведенной (входной) активной мощности P_1

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}.$$

Коэффициент мощности λ , согласно ДСТУ 2843-94 и ДСТУ 3121-95 [3, 4], для электрических

цепей с несинусоидальными $U(t)$ и $I(t)$ для рис. 1 определяют как отношение подведенной активной мощности P_1 , которая потребляется в конкретном режиме работы системы, к подведенной полной мощности S_1

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1}. \quad (1)$$

Говоря о к.п.д. и коэффициенте мощности, всегда подразумевают их количественную меру, которая при установившемся режиме является величиной постоянной, поскольку определяют эти показатели по перечисленным выше мощностям, являющимися интегральными характеристиками.

ЭПС постоянного тока – нестационарный потребитель электроэнергии, большую часть времени работает в неуставившемся режиме, следовательно, в процессе работы ЭПС будут изменяться и потребляемая активная мощность и энергетические показатели. Таким образом, энергоэффективность работы ЭПС в эксплуатации невозможно в полной мере оценить с помощью интегральных показателей, а поэтому для оптимального энергорегулирования в таких системах необходимо также рассматривать энергетические показатели не только как неизменные величины, но и в режиме реального времени – как мгновенные функции, соответственно $\lambda(t)$ и $\eta(t)$. Однако в классической электротехнике не предусмотрено понятия мгновенного коэффициента мощности, поскольку он определяется для установившегося режима работы электрических цепей [5] и является величиной постоянной, а поэтому определим его исходя из интегрального выражения (1) в виде функции

$$\lambda(t) = \frac{P_1(t)}{S_1(t)}, \quad (2)$$

где $P_1(t)$ и $S_1(t)$ – мгновенные соответственно активная и полная (кажущаяся) мощности ЭПС.

Запишем интегральное выражение коэффициента мощности λ системы за произвольный период времени T ее работы через значения мгновенных функций тока и напряжения

$$\lambda = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T U(t)I(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2(t)dt}}, \quad (3)$$

где $U(t)$ и $I(t)$ на рассматриваемом участке времени T дискретизируем на N равных интервалов $\Delta T = T_{n+1} - T_n$, а в пределах интервала ΔT в свою очередь разделим $U(t)$ и $I(t)$ на M равных интервалов $\Delta t = t_{m+1} - t_m$ (рис.2), таким образом, получаем, что $T = N \Delta T$, а $\Delta T = M \Delta t$, при этом квантованные функции тока и напряжения содержат $N \cdot M$ точек.

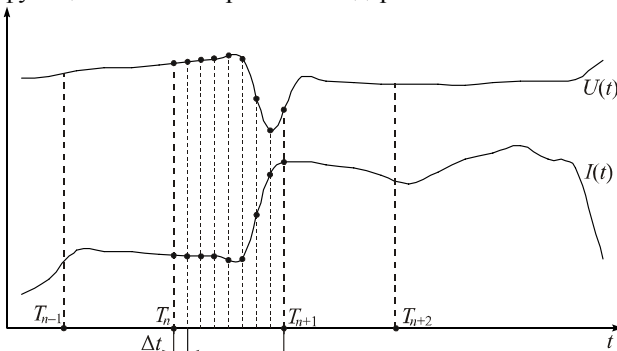


Рис. 2

Далее введем ранжированную переменную $n = 1, 2, \dots, N$, в результате получим возможность на N участках времени T определить N значений активной P_n и полной S_n мощностей по M значениям тока и напряжения, то есть через интервалы времени $T_n = \Delta T, 2\Delta T, \dots, N \Delta T$, а значит определим неизменные значения мощностей и соответственно коэффициент мощности в пределах каждого участка ΔT . Тогда для интервала времени ΔT на рис. 2 можно записать значение коэффициента мощности как интегральной величины в виде:

$$\lambda = \frac{\frac{1}{\Delta T} \int_{T_n}^{T_n+\Delta T} U(t)I(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{\Delta T} \int_{T_n}^{T_n+\Delta T} U^2(t)dt} \sqrt{\frac{1}{\Delta T} \int_{T_n}^{T_n+\Delta T} I^2(t)dt}} \approx \frac{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M U_m I_m \Delta t}{\sqrt{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M U_m^2 \Delta t} \sqrt{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M I_m^2 \Delta t}}, \quad (4)$$

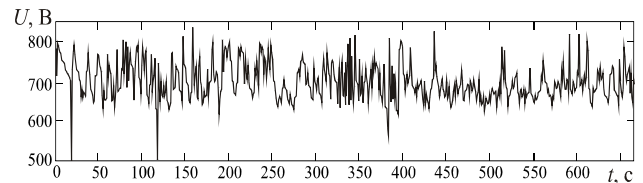
где в числителе приведена потребляемая ЭПС активная мощность на интервале времени ΔT , а в знаменателе – полная мощность за тот же интервал. Если взять предел выражения (4) при $\Delta T \rightarrow 0$ и $\Delta t \rightarrow 0$ (а соответственно $N \rightarrow \infty$ и $M \rightarrow \infty$), причем $\Delta t \ll \Delta T$, то есть величина Δt – малая более высокого порядка, чем ΔT (рис. 2), тогда (4) будет стремиться к значе-

нию λ в данный момент времени, то есть к мгновенной величине коэффициента мощности

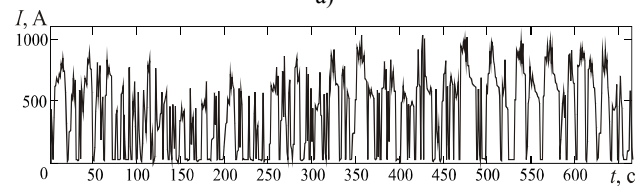
$$\lim_{\substack{\Delta t \rightarrow 0 \\ \Delta T \rightarrow 0}} \frac{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M U_m I_m \Delta t}{\sqrt{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M U_m^2 \Delta t} \sqrt{\frac{1}{\Delta T} \sum_{m=1}^M I_m^2 \Delta t}} \rightarrow \lambda(t). \quad (5)$$

Считая в пределах каждого из интервалов ΔT величины P , S и соответственно λ неизменными, можно рассмотреть как изменялись эти величины на других интервалах времени ΔT , т.е. получаем функции $P(t)$, $S(t)$ и в результате $\lambda(t)$.

На рис. 3 представлены реализации напряжения на токоприемнике $U(t)$ (а) и тягового тока $I(t)$ (б) трамвая с реостатным регулированием напряжения на тяговых двигателях, и соответствующий им график мгновенного коэффициента мощности $\lambda(t)$ (в).



а)



б)

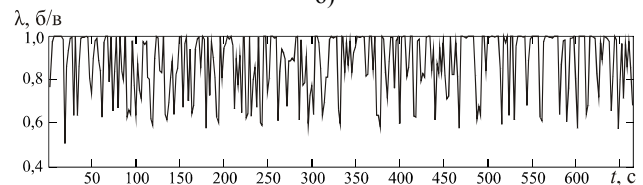


Рис. 3

В силу случайности процессов $U(t)$ и $I(t)$ ЭПС постоянного тока, функция изменения $\lambda(t)$ также будет случайной. Из рис. 3 видно, что величина коэффициента мощности значительно снижается в те моменты, когда происходит резкое изменение потребляемого тока (нарастание или убывание), т.е. в моменты искажения формы тягового тока и соответственно напряжения на токоприемнике. Изменяясь в пределах $0,5 \dots 1,0$, среднее значение λ для рис. 3, определенное по (3), равняется $0,76$, что заметно ниже $1,0$. Низкие значения коэффициента мощности в первую очередь обусловлены искажениями формы тягового тока по отношению к форме приложенного напряжения, то есть технологическими факторами эксплуатации ЭПС.

Необходимо отметить, что полученный вид графика $\lambda(t)$ зависит, прежде всего, от шага дискретизации ΔT , так как в пределах этого интервала коэффициент мощности рассматривается как интегральная величина.

Величина к.п.д. ЭПС с позиций теории электрической тяги может быть определена интегральной характеристикой и для конкретного случая (режима, поездки) как отношение работы по перемещению поезда, совершаемой тяговыми двигателями (ТЭД) ЭПС за период тяги, к энергии, взятой из сети. Эта величина будет представлять собой средний к.п.д. и определяться по выражению [6]

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{\int_0^S F(S) dS}{\int_0^t U(t) I(t) dt}, \quad (6)$$

где $F(S)$ – сила тяги ТЭД ЭПС; $U(t)$ и $I(t)$ – соответственно напряжение на токоприемнике и потребляемый ток ЭПС.

Интеграл, стоящий в числителе определяют по пути S и в пределах от начальной точки движения до конечной, а интеграл в знаменателе находят по времени от начального момента работы ТЭД до конечного.

Для упрощения интеграл в числителе выражения (6) можно преобразовать, введя зависимость пути от времени и изменив пределы интегрирования (т.е. перейдем от интегрирования по пути к интегрированию по времени), тогда (6) запишется в виде

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{\int_0^{S(t)} F(S(t)) dS(t)}{\int_0^t U(t) I(t) dt} = \frac{\int_0^t F(t) v(t) dt}{\int_0^t U(t) I(t) dt}, \quad (7)$$

где $v(t)$ – скорость движения ЭПС.

Если коэффициент мощности ЭПС постоянного тока в рассматриваемых конкретных его режимах работы при стохастических электрических величинах $U(t)$ и $I(t)$ полностью определяется реализациями этих величин, то для определения к.п.д. ЭПС в конкретном его режиме работы, кроме $U(t)$ и $I(t)$, согласно выражению (7), необходимо также знание функций изменения скорости $v(t)$ и силы тяги $F(t)$ ТЭД на ободе колес ЭПС. Как известно, $v(t)$ и $F(t)$ при работе ЭПС зависят от множества факторов и являются также как и напряжение на токоприемнике и тяговый ток – случайными функциями времени, но могут быть представлены реализациями для определенного режима работы.

По аналогии с мгновенным коэффициентом мощности введем понятие мгновенного к.п.д., в общем виде определяемого выражением

$$\eta(t) = \frac{W_{a.n}(t)}{W_a(t)}, \quad (8)$$

где $W_a(t)$ и $W_{a.n}(t)$ – соответственно мгновенные активные потребляемая и выделяемая (полезная) энергии ЭПС.

При известном виде реализаций $U(t)$, $I(t)$, $F(t)$ и $v(t)$ мгновенный к.п.д. ЭПС определится согласно (8) в виде:

$$\eta(t) = \frac{F(t)v(t)dt}{U(t)I(t)dt} = \frac{F(t)v(t)}{U(t)I(t)}, \quad (9)$$

то есть $\eta(t)$ представляет собой отношение мгновенной реализуемой ЭПС на ободе колес механической мощности по перемещению поезда (полезной) к мгновенной электрической мощности, потребляемой из сети. При случайном характере изменения функций $U(t)$, $I(t)$, $F(t)$ и $v(t)$ функция $\eta(t)$ будет также случайной.

На рис. 4 по реализациям $U(t)$, $I(t)$, $F(t)$ и $v(t)$ для одного из режимов работы электровоза ВЛ8 на одном из участков Приднепровской железной дороги определена реализация мгновенного к.п.д. полученная по (9).

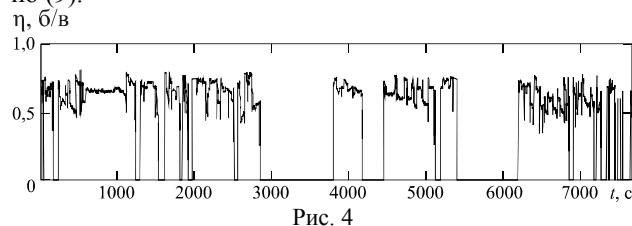


Рис. 4

Средний к.п.д. за поездку для рис. 4, определенный по (7) составил 0,778. При управлении ЭПС машинистом, к.п.д. принимает значения, находящиеся в пределах 0,5...0,8 (рис. 4), т.е. величина к.п.д. определяется уже не конструктивными параметрами самого ЭПС, а режимом управления, который выбирается машинистом в зависимости от его опыта, графика движения а также других условий, которые, по сути, являются неопределенными.

Таким образом, в результате рассмотренных методов определения мгновенных энергетических показателей – к.п.д. и коэффициента мощности – получили, что в реальных стохастических условиях эксплуатации ЭПС постоянного тока эти показатели значительно снижаются и зависят в большей степени от стохастических факторов, например режима управления ЭПС.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Осипов С.И. Основы электрической и тепловой тяги. – М.: Транспорт, 1985. – 334 с.
- [2] Костин Н.А., Саблин О.И. Коэффициент мощности электроподвижного состава постоянного тока // Электротехника і Електромеханіка, 2005'1, №1. – С. 97-100.
- [3] ДСТУ 2843–94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення. – К.: Держстандарт України, 1995. – 20 с.
- [4] ДСТУ 3120–95 Електротехніка. Літерні позначення основних величин. – К.: Держстандарт України, 1995. – 23 с.
- [5] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Том первый – Л.: Энергоиздат, 1981. – 534 с.
- [6] Розенфельд В.Е., Исаев И.П., Сидоров Н.Н. Теория электрической тяги. – М.: Транспорт, 1983. – 328 с.

Поступила 30.08.2007

ПРИМЕНЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПОДХОДА К АНАЛИЗУ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Шведчикова И.А., к.т.н., доц.

Восточноукраинский национальный университет им. Владимира Даля
Украина, 91034, Луганск, кв. Молодежный, 20а, ВНУ им. В. Даля, кафедра "Приборы"
тел. (0642) 41-71-20, E-mail: formula@cci.lg.ua

Обґрунтовано доцільність використання інформаційного підходу до аналізу розвитку електромеханічних систем на прикладі шківних електромагнітних сепараторів. Розглянуто закономірності зміни потоку інформаційної ентропії у разі виникнення інноваційної події. Запропоновано показник для оцінки різноманіття технічних рішень в межах популяції (сукупності) електромеханічних об'єктів.

Обоснована целесообразность использования информационного подхода для анализа развития электромеханических систем на примере шкивных электромагнитных сепараторов. Рассмотрены закономерности изменения потока информационной энтропии в случае наступления инновационного события. Предложен показатель для оценки разнообразия технических решений в пределах популяции (совокупности) электромеханических объектов.

ВВЕДЕНИЕ

Благодаря многочисленным аналогиям и связям между явлениями и объектами различной физической природы появилась возможность трансляции идей из одной более исследованной области знаний в другую менее исследованную. Так, общность принципов структурной организации и эволюции систем природного и природно-антропогенного происхождения (к которым относятся и электромеханические системы) легли в основу теории эволюции электромеханических систем (ТЭЭС) [1, 2], в развитии которой наметился значительный прогресс в последние годы. В ряде публикаций, например в [3, 4], указывается на возможность использования готовых решений из теории информации, в частности негэнтропийного принципа информации, для анализа развития технических систем. В работе [5] также отмечается, что "...процесс развития в определенном аспекте можно моделировать, используя процесс передачи информации, что дает возможность прояснить механизм прогресса с учетом усложнения, упорядочения и повышения степени организации материальных систем".

Известно, что в общем случае количественной мерой неопределенности, беспорядка, разнообразия, хаоса в системе является энтропия [6]. Это означает, что в ходе эволюции разупорядоченность уменьшается за счет оттока энтропии, происходит самоорганизация, система эволюционирует к более сложной структуре. Негэнтропия (отрицательная энтропия) является мерой порядка, упорядоченности, внутренней структуры, связанной информации. Направления действия энтропии и негэнтропии противоположны, т.е. с увеличением энтропии негэнтропия уменьшается. Эти величины изменяются в системе по самостоятельным закономерностям. Одни факторы (параметры) системы приводят к увеличению энтропии, другие – к увеличению негэнтропии [7].

Следует отметить, что негэнтропийный принцип информации (в дальнейшем информационный подход) уже нашел применение при анализе эволюционных процессов в биологических [8] и эколого-экономических [9] системах. Энтропийность рассмат-

ривается как неотъемлемое качество всех живых организмов, проявляющееся на уровне генов, межклеточных связей, внутривидового и межвидового взаимодействия [10]. Поэтому можно предположить, что применение указанного принципа к анализу развития технических систем (в т.ч. и электромеханических систем как их разновидностей) будет оправданным и целесообразным. Более строгое обоснование данного предположения и является целью настоящей статьи.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С ПОЗИЦИЙ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА

При дальнейшем изложении будем исходить из того, что информационный подход является развитием системного подхода и базируется на исследовании и изучении конкретного объекта с его взаимоотношениями и взаимосвязями с внешними объектами и внутренними средами [11].

С точки зрения системного подхода электромеханическая система может рассматриваться как сложная открытая динамическая нелинейная система.

Сложность технической системы определяется большим количеством и разнообразием типов ее структурных элементов, внутренних межэлементных связей и связей с внешней средой.

Открытость технической (электромеханической) системы определяется ее реальностью, т.е. принадлежностью к реальному миру, в котором "полностью закрытых систем не существует" [9]. И хотя полностью закрытые системы в принципе могут существовать теоретически, но пока даже "теоретически... не удалось полностью изолировать ни одной системы" [7]. Закрытая (степень открытости $\alpha=0$), предоставленная самой себе техническая система подвергается распаду (например, под действием старения и коррозии материалов), т.к. отсутствует взаимообмен энергией, информацией и веществом с другими системами и окружающей средой. "Бесхозная", мертвая материя рассеивается. В этом случае действует закон возрастания энтропии (беспорядка, хаоса). Значения $\alpha=\alpha_{\max}$ должны иметь полностью открытые системы, в которых все протекающие процессы сопровождаются

убыванием энтропии [9]. Однако любая система не является полностью открытой, так как такие "ничем не изолированные и не ограниченные от внешней среды" системы "не являются системами по определению" [7].

Динамический характер технической системы определяется тем, что "абсолютно все системы в универсуме находятся в состоянии изменений и превращений" [7]. При этом существование в системах энтропийно-негэнтропийного компонентов придает всем превращениям случайный, стохастический, вероятностный, нелинейный характер.

Известно [12], что сложные открытые динамические нелинейные системы обладают способностью к самоорганизации, под которой понимается способность к самопроизвольному упорядочиванию и усложнению структуры, и в основе которой лежат внутренне присущие подобным системам флуктуации. Как правило, самоорганизация системы обусловлена тенденцией движения системы от одного неравновесного состояния к другому, сопровождаемого понижением энтропии, повышением негэнтропии и организованности системы. Для повышения своей организованности система "должна обязательно получить энергию и негэнтропию извне или из подсистем на микроуровне" [7]. При этом следует иметь в виду, что уменьшение энтропии какого-либо объекта неизбежно ведет к росту энтропии внешней по отношению к нему среды. При этом возрастание энтропии среды всегда больше, чем уменьшение энтропии объекта. Чем лучше и совершеннее технический объект, тем меньше разность этих изменений и тем меньше суммарное возрастание энтропии. При прогрессивном развитии в системе увеличивается больше негэнтропия, чем энтропия.

Таким образом, эволюция технических систем непосредственно связана с принудительным управлением при участии человека, основанная задача которого сводится к противодействию возрастания энтропии и требует творческой работы мысли [13]. В этом случае можно говорить о принудительной или направленной организации технических систем, имеющей место наряду с процессами самоорганизации.

ИННОВАЦИОННЫЕ ЦИКЛЫ В РАЗВИТИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Эволюционирующий характер электромеханических систем определяется тем, что структурное разнообразие и особенности таких систем изменяются во времени под действием целенаправленной деятельности человека. Основными движущими факторами эволюции электромеханических систем (в отличие от систем природного происхождения) выступают потребности общества в новых разновидностях техники и технологий. По аналогии с природными системами и в соответствии с принципом дополтельности [1, 3] могут быть выделены два взаимосвязанных направления эволюции электромеханических систем: макроэволюция (процесс поступательного расширения видового разнообразия электромеханических систем) и микроэволюция (расширение функций и улучшение показателей качества в пределах определенной разновидности электромеханических систем).

Элементарной эволюционирующей единицей электромагнитной системы является популяция. В ТЭЭС под популяцией понимается совокупность технических объектов, объединенных общностью целевой функции, поведения, схожестью электромагнитных и электромеханических процессов [1]. Эволюционный процесс электромеханических систем на уровне популяции является инновационным и может быть представлен как цикл инновационных событий.

Рассмотрим инновационную эволюцию на примере популяций электромеханических систем шкивных электромагнитных сепараторов. На рис. 1 представлена модель микроэволюции электромагнитных шкивов (порождающая структура ЦЛ 2.0х). Отмеченные точками на модели узловые события представляют собой технические решения (инновации), которые улучшают показатели качества или расширяют функциональные возможности популяций электромагнитных шкивов. Информация о технических решениях получена из литературных и патентных источников.

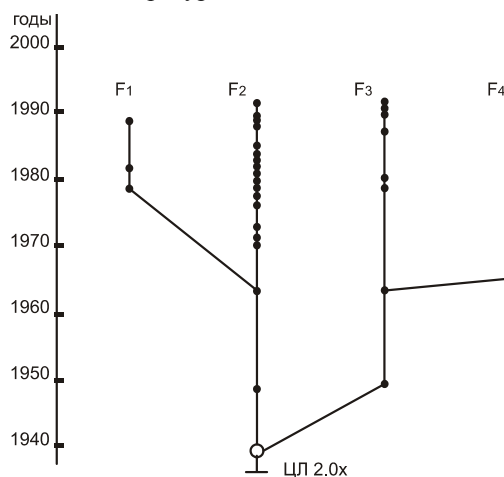


Рис. 1. Модель микроэволюции электромагнитных шкивов

Как следует из рис. 1, инновационное развитие электромагнитных шкивов осуществлялось по нескольким направлениям [14]: улучшение условий сепарации (целевая функция F_1); улучшение извлекающей способности (целевая функция F_2); снижение энергопотребления и интенсификация охлаждения обмоток (целевая функция F_3); повышение надежности разгрузки извлеченного материала (целевая функция F_4). Реализация целевых функций осуществлялась за счет оригинальных конструктивных и компоновочных решений, изменения схем включения обмоток сепаратора и т.д. На рис. 2 для примера показаны основные направления совершенствования популяции (совокупности) электромагнитных шкивов с улучшенными показателями извлекающей способности (целевая функция F_2). Улучшение извлекающей способности электромагнитных шкивов в 40-60-е гг. XX века было связано с изменением геометрической формы, числа и размеров полюсов. С начала 70-х гг. прошлого столетия оформилось новое направление улучшения извлекающей способности шкивов за счет введения асимметрии в магнитное поле путем использования дополнительных конструктивных элементов (например, шунтов). В 80-90-е гг. XX века были пред-

ложены направления интенсификации магнитного поля в рабочей зоне сепараторов, связанные с использованием внешнего намагничивающего устройства, создающего дополнительное магнитное поле, и применением обмоток из ферромагнитного материала. Однако последние два направления интенсификации магнитного поля не нашли еще широкого применения из-за трудностей практической реализации при современном состоянии сепараторостроения.

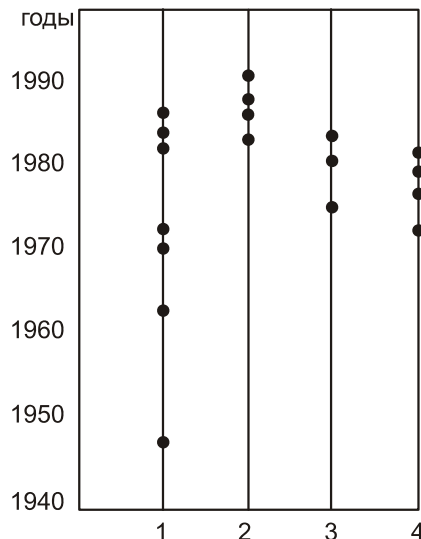


Рис. 2. Направления улучшения извлекающей способности электромагнитных шкивов: 1 – изменение конструкции и геометрии полюсов; 2 – применение обмоток из ферромагнитного материала; 3 – наложение дополнительного внешнего поля; 4 – установка дополнительных внешних конструктивных элементов

С помощью модели (рис. 1) могут быть определены важные числовые параметры, характеризующие популяцию [1]: численность популяции (количество узловых событий в ветвях), плотность или темпы эволюции популяции (количество узловых событий на единицу времени), общее время эволюции популяции, направления переноса информации. Однако данная модель не дает ответа на вопрос, каким образом осуществляется перенос информации в результате наступления инновационного события.

Для анализа инновационной циклической эволюции системы необходимо исследовать динамику информационной энтропии, являющейся мерой неопределенности существования системы, и равной количеству информации по Шеннону, необходимому для снятия этой неопределенности [15],

$$H = - \sum_{j=0}^1 P_j(t) \log_2 P_j(t), \quad (1)$$

где $P_j(t)$ – вероятность j -го состояния системы.

Возможно использование безразмерной относительной энтропийной функции $\frac{H}{H_{\max}}$, где H_{\max} – максимальное значение энтропии. При этом минимальное значение $\frac{H}{H_{\max}} = 0$ соответствует вырождению стохастической системы в жесткую детермини-

рованную. Достижение максимального значения $\frac{H}{H_{\max}} = 1$ в открытой самоорганизующейся системе соответствует точке бифуркации, в которой происходит разрушение старой структуры и начинается формирование новой структуры на ином иерархическом уровне (качественный скачок – переход на новый цикл развития системы).

В работе [16] с применением математического аппарата теории случайных процессов получена аналитическая зависимость для описания динамики потока информационной энтропии $H(t)$ в результате наступления инновационного события. При этом использована модель бистабильного элемента, обладающего двумя устойчивыми состояниями: 0 – "старое", 1 – "новое", в каждом из которых он может находиться достаточно долго. К переходу бистабильного элемента из одного состояния в другое приводит внешнее воздействие при условии, что интенсивность воздействия превысит некоторый пороговый уровень.

Аналитическое выражение для $H(t)$ получено в виде

$$H(t) = - \frac{\alpha}{1+\alpha} \cdot \frac{1}{\ln 2} \cdot \left(\frac{1+\alpha \cdot e^{-\beta t}}{\alpha} \cdot \ln \left(\frac{1}{1+\alpha} \cdot (1 + \alpha \cdot e^{-\beta t}) \right) + (1 - e^{-\beta t}) \cdot \ln \left(\frac{\alpha}{1+\alpha} (1 - e^{-\beta t}) \right) \right), \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{\nu}{\mu}$; $\beta = \nu + \mu$; ν, μ – интенсивности переходов

бистабильного элемента соответственно из состояния "0" в состояние "1" и обратно.

Анализ функции (2) показал, что система реагирует на новый режим существования (при $\alpha > 1$) ростом потока информационной энтропии до максимального значения $H_{\max}(t_b) = 1$ в критической точке t_b , соответствующей моменту времени

$$t_b = - \frac{1}{\beta} \cdot \ln \left(\frac{\alpha - 1}{2 \cdot \alpha} \right). \quad (3)$$

Точка t_b является стохастическим аналогом точки бифуркации системы, когда оба состояния системы ("старое" и "новое") равновероятны ($P_0 = P_1 = 0,5$) [16].

На рис. 3 приведена динамика изменения потока информационной энтропии $H(t)$ в случае инновации. Возрастание степени организации системы имеет свой предел, определяемый ограниченными возможностями накопления информации в данной структуре на данном цикле развития. Каждый переход системы на другой иерархический уровень (новый цикл развития с улучшенными показателями качества) неизбежно проходит через критическую точку t_b .

Для анализа процесса накопления информации в процессе эволюции и оценки степени разнообразия технических решений в пределах популяции электро-механической системы (рис. 2) по формальной аналогии с формулой Шеннона (1) может быть принят показатель K

$$K = -\sum_{i=1}^M p_i \cdot \log_2 p_i = -\sum_{i=1}^M \frac{n_i}{N} \log_2 \frac{n_i}{N}, \quad (4)$$

где $p_i = \frac{n_i}{N}$ – отношение численности узловых событий (инноваций) в i -ом направлении развития популяции к общей численности технических решений в пределах данной популяции; M – число популяций (целевых функций).

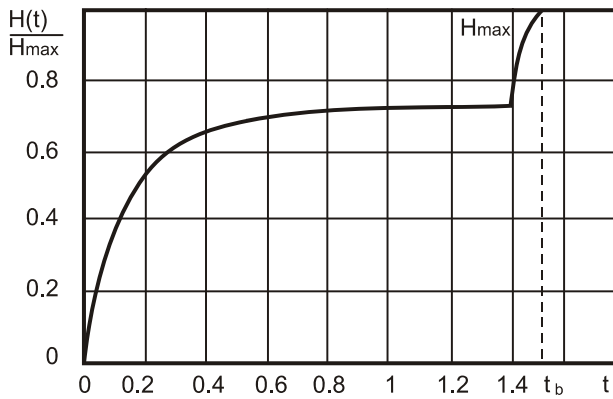


Рис. 3. Динамика изменения потока информационной энтропии $H(t)$

Если $n_i = N$ и $p_i = \frac{n_i}{N} = 1$, то показатель $K=0$. В

этом случае для достижения целевой функции используется ограниченный набор технических решений в пределах одного направления развития популяции. Если p_i принимает некоторые промежуточные значения между нулем и единицей, величина K принимает значения больше нуля и растет с ростом разнообразия направлений развития популяции. Известно [17], что показатель K принимает максимальное значение в том случае, если все вероятности равны между собой $p_1 = p_2 = \dots = p_M = p = \frac{1}{M}$. Тогда

$$K_{\max} = -\sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \cdot \log_2 \frac{1}{M} = \log_2 M. \quad (5)$$

Таким образом, увеличивать параметр K можно либо за счет увеличения разнообразия направлений развития популяции и повышения ее устойчивости, либо за счет увеличения численности технических решений в пределах этого разнообразия (в идеальном варианте, за счет выравнивания численности).

Анализ эволюционных процессов с применением теории информации требует также введения коэффициента стохастичности G [18], представляющего собой отношение случайных и детерминированных связей. В упрощенном виде коэффициент стохастичности может быть определен как

$$G = \frac{p_{\min}}{p_{\max} - p_{\min}}, \quad (6)$$

где $p_{\max} = \max\{p_i\}$, $p_{\min} = \min\{p_i\}$.

Крайние значения коэффициента G приводят либо к абсолютной детерминированности (и, в конечном счете, к вырождению), либо к максимальной стохас-

тичности. Действительно, если информация о разнообразии популяции является полностью детерминированной, т.е. существует только одно направление ее развития, то $p_{\max} = 1$, $p_{\min} = 0$ и $G=0$. Если $p_{\max} = p_{\min}$, то коэффициент стохастичности в этом случае стремится к бесконечности $G \rightarrow \infty$. В теории информации такое состояние характеризуется как "деградация".

Выражения (1) и (4), несмотря на формальное формульное соответствие, являются разными характеристиками. Однако, именно благодаря такому соответствию, допускается возможность их логического сопоставления. В частности, могут быть сопоставлены динамика потока информационной энтропии $H(t)$ (рис. 3) и изменение показателя K . Увеличение параметра K (а, следовательно, и подпитка системы информацией) идет вначале по пути увеличения разнообразия направлений развития популяции, т.к. цель может быть достигнута разными способами. После исчерпания данного пути развития дальнейшее увеличение параметра K связано с повышением численности этого разнообразия.

Таким образом, термины "деградация" и "вырождение" целесообразно использовать для обозначения двух полных состояний эволюционирующих систем. При этом от стадии "вырождения" к стадии "деградации" ведет долгий путь эволюции, а путь от "деградации" к "вырождению" представляет собой, как правило, лишь короткий информационный скачок, возможный при определенных условиях. Обычно в ходе скачка система переходит на более высокий структурный уровень, где и продолжает свое развитие с фазы "вырождения", которую, по мнению авторов работы [19], более уместно именовать фазой "перерождения". С учетом отмеченного выше, информационная модель развития электромеханической системы будет иметь вид, изображенный на рис. 4. Точки B_1 , B_2 отражают ситуацию, когда численность популяции высока и в значительной степени проявляется внутривидовая конкуренция.

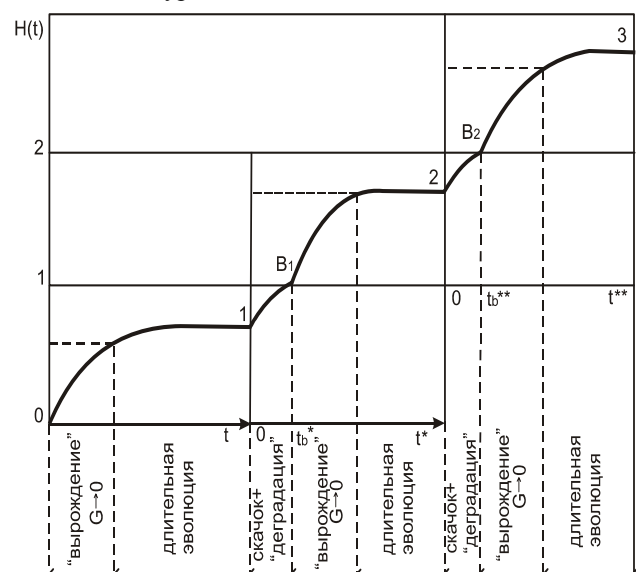


Рис. 4. Информационная модель развития электромеханической системы

Показанные на рис. 4 инновационные циклы отличаются разной длительностью (отмечены как t , t^* , t^{**}), т.е. разномасштабны во временной области. В этом случае можно предположить, что поток инноваций обладает свойством самоподобия (масштабной инвариантности) или имеет мультифрактальную природу. Подтверждение указанной особенности открывает возможности для прогнозирования развития электромеханических объектов.

ВЫВОДЫ

1. Показано, что процесс развития популяции (совокупности) электромеханических объектов может быть представлен как периодический цикл инновационных событий, сопровождающийся расширением функций и улучшением показателей качества функционирования объектов.

2. Введен новый показатель для характеристики степени разнообразия технических решений в пределах популяции электромеханических объектов и обоснована закономерность его изменения.

3. Предложена информационная модель, отражающая цикл инновационной эволюции электромеханических систем.

4. Выдвинуто предположение о том, что дискретный поток разномасштабных инноваций обладает свойством самоподобия (масштабной инвариантности). В этом случае допускается возможность мультифрактальной трактовки последовательности инновационных событий, теоретическое обоснование которой и будет сделано в последующих работах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф. Основы теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
- [2] Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А., Нестыкайло О.С. Генетическое моделирование внутривидовой структуры электромеханических преобразователей энергии// Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – №4. – С. 42-46.
- [3] Кузнецов Б.Г. Принцип дополнительности. – М.: Наука, 1968. – 88 с.
- [4] Бранспиз Ю.А., Шведчикова И.А., Пилипенко В.Н. К вопросу анализа развития техники и технических наук/Вісник Східноукр. нац. ун-та ім. В. Даля. – 2007. – №1(107). – С. 67-71.
- [5] Чурсин Н.Н. Популярная информатика. – К.: Техніка, 1982. – 158 с.
- [6] Бриллюэн Л. Наука и теория информации. – М.: ГИФМЛ, 1960. – 391 с.
- [7] Лийв Э.Х. Обобщенная негэнтропия, ее поле и информационная среда. – Таллинн: Изд-во ТТУ, 2001. – 36с.
- [8] Эвери Дж. Теория информации и эволюция. – М.: Институт компьютерных исследований; Ижевск: R&C Dynamics, 2006. – 252 с.
- [9] Аптекарь М.Д., Рамазанов С.К., Припотень В.Ю., Руденко М.А. Информационно-энтропийный подход в анализе эколого-экономических систем/ Вісник Східноукр. нац. ун-та ім. В.Даля. – 2005. – №5(87). – С. 265-272.
- [10] Блюменфельд Л.А. Информация, термодинамика и конструкция биологических систем// Соросовский образовательный журнал. – 1996. – №7. – С. 88-92.
- [11] Юзвишин И.И. Информациология или закономерности информационных процессов и технологий в микро- и макромирах Вселенной. – М.: Радио и связь, 1996. – 215 с.
- [12] Прангишвили И.В. Системный подход и общесистемные закономерности. Серия "Системы и проблемы управления". – М.: СИНТЕГ, 2000. – 528 с.
- [13] Дитрих Я. Проектирование и конструирование: Системный подход. – М.: Мир, 1981. – 456 с.
- [14] Загирняк М.В. Исследование, расчет и усовершенствование шкивных магнитных сепараторов. – К.: ИСМО, 1996. – 488 с.
- [15] Николис Дж. Динамика иерархических систем: Эволюционное представление. – М.: Мир, 1989. – 488 с.
- [16] Зайнетдинов Р.И. Синергетический анализ инновационных циклов в науке, технике и технологиях. – Материалы VII Межд. конф. "Циклы" (г. Ставрополь, 2005 г.). – Режим доступа: <http://www.ncstu.tu/cycles>.
- [17] Згуровський М.З., Коваленко І.І., Міхайленко В.М. Вступ до комп'ютерних інформаційних технологій. – К.: Вид-во Європ. ун-ту, 2002. – 265 с.
- [18] Седов Е.А. Эволюция и информация. – М.: Наука, 1976. – 232 с.
- [19] Моничев А.Я., Гелашвили Д.Б. Энтропия и информация: экологический аспект// Вестник НГУ им. Н.И. Лобачевского. – 2001. – №1. – С. 52-59.

Поступила 10.09.2007

МЕТОД ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ НЕГАРМОНИЧЕСКИХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ В РАДИОТЕХНИКЕ

Горбачев М.Н., к.т.н., Милка А.Д., д.ф.-м.н.
Институт электродинамики НАН Украины
Украина, 03680, Киев-57, пр-т Победы, 56

Розглянуто можливість застосування теорії геометричного моделювання періодичних негармонічних енергетичних процесів в радіотехнічних і електричних ланцюгах та системах із змінними параметрами

Рассмотрена возможность применения теории геометрического моделирования периодических негармонических энергетических процессов в радиотехнических и электрических цепях и системах с переменными параметрами

ВВЕДЕНИЕ

Геометрическая модель является разновидностью, частным видом, конкретизацией математической модели и характеризуется тем, что моделируемый объект, процесс или явление описываются и представляются посредством геометрических фигур (линий, поверхностей, тел, соответствующих метрик и т.д.) и отношений между ними (принадлежность, пересечение, касание и т.д.). По всей вероятности, нельзя провести четкой границы между математической и геометрической моделями, так как одни и те же математические символы и формулы можно толковать с различных позиций. Общая теория математического моделирования различных периодических процессов, например, энергетических, развивается в настоящее время за счет роста порядка описываемых их систем уравнений и повышения точности получаемых решений с помощью численных и численно-аналитических методов. Однако, при таком традиционном подходе построение наглядных и удобных для исследования пространственных моделей сопряжено со значительными трудностями и удается в очень редких случаях.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – обосновать метод геометрического моделирования как дальнейшее развитие теории математического моделирования на основе реализации геометрических представлений, а также рекомендовать этот метод для изучения и исследования квазистационарных (квазиустановившихся) энергетических процессов в радиотехнических цепях и системах с переменными параметрами. Основным недостатком известных традиционных методов моделирования указанных процессов заключается в том, что квазиустановившийся энергетический процесс исследуется с помощью одной или нескольких одномерных моделей [1, 2].

Предложенный метод геометрического моделирования состоит в том, что некоторый физический (энергетический) процесс отображается как единое целое в виде пространственной геометрической модели на криволинейной поверхности с помощью соответствующей системы уравнений. Это дает возможность изучать энергетический процесс с помощью его геометрической модели, которую можно находить на

основе векторного представления полной мощности S и ее ортогональных составляющих P , Q , N в евклидовой системе координат:

$$\bar{S} = P\bar{i} + Q\bar{j} + N\bar{k}. \quad (1)$$

При этом ортогональность составляющих векторов P , Q и N является физически обусловленной, что следует из уравнения энергетического баланса, выражающего закон сохранения энергии [1]:

$$P^2 + Q^2 + N^2 = S^2, \quad (2)$$

где P и Q – активная и реактивная мощности соответственно; N – мощность искажения.

В общем случае составляющие P , Q и N необходимо представить в виде единой системы уравнений от двух переменных (двух параметров) v и ϕ , описывающей искомую трехмерную геометрическую модель исследуемого энергетического процесса:

$$\begin{cases} P = f_1(v, \phi), \\ Q = f_2(v, \phi), \\ N = f_3(v, \phi), \end{cases} \quad (3)$$

где $f_1(v, \phi)$, $f_2(v, \phi)$ и $f_3(v, \phi)$ – непрерывные дифференцируемые функции по обоим аргументам в области определения $D: v_{\min} \leq v \leq v_{\max}; \phi_{\min} \leq \phi \leq \phi_{\max}$.

Полная мощность в рабочих режимах является всегда величиной положительной и не равной нулю ($S > 0$), что позволяет пронормировать уравнения (2) и (3) по модулю вектора полной мощности:

$$x^2 + y^2 + z^2 - 1 = 0; \quad (4)$$

$$x = \frac{f_1(v, \phi)}{S}; y = \frac{f_2(v, \phi)}{S}; z = \frac{f_3(v, \phi)}{S}. \quad (5)$$

Уравнение (4) является каноническим уравнением сферической поверхности, то есть сферы единичного радиуса ($R = 1$), а x , y и z являются координатами изображающей точки $M(x, y, z)$ на этой сфере [3, 4]. При этом совокупность изучаемых энергетических процессов моделируется в виде отображающей области на сфере $R = 1$ в зависимости от заданной области определения D переменных параметров.

Если переменные параметры v и ϕ удастся свести к одному новому переменному параметру α (параметру регулирования), то в этом случае система (5) сводится к однопараметрической системе уравнений, определяющей некоторую пространственную сферическую кривую:

$$\begin{cases} x = F_1(\alpha), \\ y = F_2(\alpha), \\ z = F_3(\alpha). \end{cases} \quad (6)$$

В общем случае система уравнений (6) определяет неплоскую пространственную кривую на сфере единичного радиуса, которая является геометрической моделью отображаемого энергетического процесса и соответствующих ему рабочих режимов, что дает основание назвать эту сферическую кривую режимной траекторией.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

В работе изложены результаты расчета и нахождения трехмерных геометрических моделей энергетических процессов в некоторых радиотехнических и электрических цепях и системах с переменными параметрами при негармонических входных напряжениях. Особенность моделируемых и изучаемых периодических энергетических процессов, как было указано, состоит в том, что напряжения и токи во всех элементах цепи с изменяющимися параметрами являются существенно негармоническими функциями времени, содержащими бесконечный спектр гармоник. Поэтому при расчете и нахождении трехмерных геометрических моделей указанных процессов использованы исходные соотношения, определяющие составляющие полной мощности S на входе цепи или системы согласно теории электрических цепей [1, 2]:

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \phi_k = U_o I_o + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \phi_k; \quad (7)$$

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \sin \phi_k; \quad (8)$$

$$S = U \cdot I = \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \right) \cdot \left(\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \right)}; \quad (9)$$

$$T = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}, \quad (10)$$

где P – активная составляющая; Q – реактивная составляющая; T – мощность искажения; ϕ_k – фазовый угол гармоник порядка k .

В качестве входного сигнала при построении трехмерных математических моделей указанных энергетических процессов было использовано периодическое знакопеременное напряжение в форме меандра, представимое в виде полного ряда Фурье, содержащего бесконечный спектр гармоник [1, 2].

В качестве известных величин были выбраны физические параметры электрических цепей типа RL и RC . При этом частота следования негармонических сигналов $\Omega = \text{const}$, а переменной величиной является добротность, которая изменяется в широких преде-

лах: $1 \leq q \leq 200$. При этом суммы бесконечных рядов, найденных на основе выражений (3) – (5), являются точными, поскольку эти ряды обладают высокой сходимостью.

На примерах решения задач для указанных цепей первого порядка с переменными параметрами показано, что геометрические модели периодических энергетических негармонических процессов представляют собой пространственные кривые общего вида, расположенные на поверхности сферы единичного радиуса, так как кривизна и кручение не равны нулю [5-7].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате решения этих задач найдены расчетные соотношения между физическими параметрами исследуемых электрических объектов и геометрическими параметрами адекватных им трехмерных моделей (длина кривой, кривизна, кручение, угол между кривыми), что позволяет выполнить уточненный сравнительный анализ исследуемых энергетических процессов на основе геометрических моделей с учетом соответствующих им физическим и геометрическим параметрам. В работе показано, что геометрическое отображение исследуемых энергетических процессов на сферическую поверхность обладает свойствами непрерывности и взаимно-однозначного соответствия, а также является эффективным инструментом для исследования этих процессов. Кроме того, геометрическое моделирование значительно расширяет возможности исследователей, так как позволяет наряду с аппаратом математического анализа применить аппарат аналитической и дифференциальной геометрии [3, 4, 6, 7]. При этом отображение указанных процессов с помощью трехмерных геометрических моделей приводит к геометрии Римана на сферической поверхности. Преимуществом трехмерных геометрических моделей энергетических процессов и рабочих режимов в радиотехнических цепях и системах являются их информативность, универсальность, компактность, наглядность и удобство для исследования и представления полученных результатов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – Л.: Энергия, 1972. – 816 с.
- [2] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. – Л.: Энергия. – 1967. – Т. 1. – Ч. 2. – 522 с.
- [3] Погорелов А.В. Дифференциальная геометрия. – Харьков: Изд-во Харьковского гос. ун-та, 1965. – 185 с.
- [4] Погорелов А.В. Лекции по аналитической геометрии. – Харьков: Изд-во Харьковского гос. ун-та, 1963. – 182 с.
- [5] Кочин Н.Е. Векторное исчисление и начала тензорного исчисления. – Л.-М.: Главная ред. техн.-теор. лит., 1937. – 456 с.
- [6] Постников И.М. Линейная алгебра и дифференциальная геометрия. – М.: Наука, 1979. – 312 с.
- [7] Дубровин Б.А., Новиков С.П., Фоменко А.Т. Современная геометрия: Методы и приложения. – М.: Наука, Главн. ред. физ.-мат. лит., 1986. – 760 с.

Поступила 16.10.2007

ОБ ОДНОМ ЧИСЛЕННОМ МЕТОДЕ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ НЕЙМАНА В СВЯЗИ С РЕШЕНИЕМ ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВНЕШНИМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЕ

Реуцкий С.Ю., к.т.н., Ассуиров Д.А., к.т.н.
 Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины
 Украина, 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19
 тел./факс: (0572) 99-21-62, E-mail: magnetizm@kharkov.com

Викладено чисельний метод рішення зовнішньої задачі Неймана для рівняння Лапласа, що заснований на методі фундаментальних рішень, і проведено його порівняння з методом граничних інтегральних рівнянь. Запропонований метод рішення задачі Неймана дозволяє суттєво підвищити точність і швидкість перетворення первинної інформації о зовнішнім магнітним полі технічних об'єктів при здійсненні автоматичного управління цим полем у замкнутій системі.

Изложен численный метод решения внешней задачи Неймана для уравнения Лапласа, основанный на методе фундаментальных решений, и проведено его сравнение с методом граничных интегральных уравнений. Предложенный метод решения задачи Неймана позволяет существенно повысить точность и скорость преобразования первичной информации о внешнем магнитном поле технических объектов при осуществлении автоматического управления этим полем в замкнутой системе.

ВВЕДЕНИЕ

Магнитное поле (МП) является неотъемлемой физической составляющей многих технических объектов (ТО), конструктивные элементы которых обладают магнитоактивными свойствами и в составе которых имеется электротехническое оборудование различного функционального назначения. Для некоторых ТО, таких, например, как суда для геофизических исследований, наличие собственного внешнего МП (то есть поля вне наружной поверхности ТО) является нежелательным фактором и, поэтому, его величину стремятся уменьшить до минимального значения [1]. Эффективным способом снижения внешнего МП ТО является его компенсация с помощью специальных обмоток с регулируемым током, размещенных на поверхности ТО, управление током которых осуществляется автоматически в функции отклонения скалярного потенциала МП в отдельных точках поверхности ТО от нулевого значения [2]. Такое управление реализуется в замкнутой системе с использованием данных о параметрах МП, измеренных на поверхности ТО.

Поскольку скалярный потенциал является расчетной характеристикой МП и не может быть измерен непосредственно, для его определения используют физически измеряемую характеристику МП – напряженность. При этом исходят из существования известной зависимости между скалярным потенциалом U и вектором напряженности \vec{H} МП

$$\vec{H} = -\text{grad}U. \quad (1)$$

Согласно (1), по измеренной на поверхности ТО S нормальной составляющей H_n вектора напряженности МП может быть определена нормальная производная скалярного потенциала на этой поверхности

$$\left. \frac{\partial U}{\partial n} \right|_S = H_n.$$

Задача определения скалярного потенциала поля вне замкнутой поверхности S по его нормальным

производным на этой поверхности относится к краевым задачам уравнений математической физики и в теории потенциала известна как внешняя задача Неймана для уравнения Лапласа. Ее решение в общем случае произвольной поверхности S возможно только численными методами с использованием вычислительных устройств.

В настоящее время существуют различные методы численного решения краевых задач теории потенциала, отличающиеся как математическими методами, лежащими в основе алгоритма нахождения решения задачи, так и эффективностью, оцениваемой по критериям точности и быстродействия [3, 4]. Как правило, эти методы создавались для решения прикладных задач, связанных с разработкой различных технических устройств и систем, поэтому требования к их эффективности формировались в первую очередь исходя из обеспечения заданной точности расчета при приемлемом времени счета от единиц до десятков минут. В случае необходимости точность расчета всегда можно было увеличить при соответствующем увеличении времени счета.

При осуществлении управления внешним МП ТО с использованием преобразования измеренных значений напряженности МП в скалярный магнитный потенциал наряду с точностью преобразования существенную роль играет и время, затрачиваемое на это преобразование, поскольку процесс управления протекает в реальном масштабе времени. В этой связи актуальной проблемой является создание новых эффективных численных методов решения внешней задачи Неймана, обеспечивающих достижение высокой точности решения при минимальных временных затратах.

Целью работы является сравнение эффективности двух численных методов решения внешней задачи Неймана, один из которых – метод фундаментальных решений – разработан с учетом применения к решению задачи управления внешним МП ТО.

МЕТОД ГРАНИЧНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ (МГИУ)

МГИУ можно отнести к традиционной методике, применяемой к численному решению задач теории потенциала начиная с 60-х годов.

Пусть D есть некоторая неограниченная область, дополнение которой $R^3 \setminus D$ есть ограниченная односвязная область. Требуется найти функцию $u \in C^2(\bar{D})$, которая удовлетворяет уравнению Лапласа

$$\nabla^2 u(P) = 0, \quad P \in \bar{D}, \quad (2)$$

граничному условию Неймана

$$\frac{\partial u(P)}{\partial n_P} = f(P), \quad P \in S \quad (3)$$

и условиям роста на бесконечности

$$|u(P)| = O(|P|^{-1}), \quad |\nabla u(P)| = O(|P|^{-2}), \quad (4)$$

если $|P| \rightarrow \infty$.

Здесь n_P есть внешняя нормаль к поверхности S .

Используя формулу Грина, задачу (2) – (4) можно представить в виде интегрального уравнения

$$4\pi u(P) = \int_S f(Q) \frac{1}{|P-Q|} dS_Q - \int_S u(Q) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left[\frac{1}{|P-Q|} \right] dS_Q, \quad P \in D. \quad (5)$$

Устремляя $P \rightarrow S$ мы получаем интегральное уравнение

$$2\pi u(P) + \int_S u(Q) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left[\frac{1}{|P-Q|} \right] dS_Q + [2\pi - \Omega(P)]u(P) = \int_S f(Q) \frac{1}{|P-Q|} dS_Q, \quad P \in S, \quad (6)$$

где n_Q – вектор внешней нормали в точке Q , лежащей на поверхности S ; $\Omega(P)$ – внешний телесный угол поверхности в точке P .

Если P находится на гладкой поверхности, то $\Omega(P) = 2\pi$ и уравнение (6) упрощается

$$2\pi u(P) + \int_S u(Q) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left[\frac{1}{|P-Q|} \right] dS_Q = \int_S f(Q) \frac{1}{|P-Q|} dS_Q, \quad P \in S. \quad (7)$$

В дальнейшем мы рассматриваем случай гладкой поверхности S .

Подобного рода интегральные уравнения хорошо изучены как для гладких, так и для кусочно-гладких поверхностей. Алгоритм решения включает в себя: 1) однородную триангуляцию поверхности S ; 2) локальную аппроксимацию кусочно-гладкими полиномами внутри каждого поверхностного треугольника; 3) коллокацию решения в вершинах треугольников; 4) вычисление интегралов в пределах каждого поверхностного треугольника с использованием квадратуры Гаусса; 5) решение результирующей системы линейных уравнений методом исключения Гаусса. Более

подробная информация о методе граничных интегральных уравнений представлена в работах [5, 6].

Ниже приведены результаты применения указанного алгоритма для случая, когда область решения D является внешностью эллипсоида

$$S = \left\{ x, y, z \mid \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1 \right\}, \quad (8)$$

у которого $a = 1$, $b = 1.5$, $c = 2$. В качестве источников поля использована система из четырех диполей, потенциал которых определяется точным решением

$$u_{ex}(x, y, z) = \sum_{j=1}^4 d_j \frac{\langle \bar{r} - \bar{\zeta}_j, \bar{e}_j \rangle}{|\bar{r} - \bar{\zeta}_j|^3}. \quad (9)$$

где $\bar{r} = (x, y, z)$ – точка наблюдения; $\bar{\zeta}_j$ – координата расположения дипольного источника; \bar{e}_j – вектор направления диполя; d_j – величина дипольного момента.

В расчете использованы следующие параметры: $d_j = 1$, $\zeta_1 = (0.1, 0, 0)$, $\zeta_2 = (-0.1, 0, 0)$, $\zeta_3 = (0, 0, 0.1)$, $\zeta_4 = (0, 0, -0.1)$, $e_1 = (1, 0, 0)$, $e_2 = (-1, 0, 0)$, $e_3 = (0, 0, 1)$, $e_4 = (0, 0, -1)$.

В левой части табл. 1 помещена среднеквадратичная ошибка решения

$$e_{sq} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [u(\bar{x}_j) - u_{ex}(\bar{x}_j)]^2}. \quad (10)$$

Здесь \bar{x}_j – координаты точек, в которых вычисляется решение. Эти координаты равномерно расположены на поверхности эллипсоида и получаются в результате применения алгоритма триангуляции. В вычислительном процессе также измерялось время использования центрального процессора – T_{CPU} .

Таблица 1

МГИУ			МФР			
N	e_{sq}	T_{CPU}	N	M	e_{sq}	T_{CPU}
18	$4 \cdot 10^{-3}$	1.02	18	18	$3 \cdot 10^{-5}$	10^{-4}
66	$6 \cdot 10^{-4}$	14.9	66	66	$7 \cdot 10^{-8}$	0.05
162	$1 \cdot 10^{-4}$	57	66	162	$3 \cdot 10^{-9}$	0.08
258	$9 \cdot 10^{-5}$	114	152	258	$4 \cdot 10^{-11}$	0.32
642	$1 \cdot 10^{-5}$	301	268	642	$9 \cdot 10^{-15}$	1.5

Триангуляция поверхности S в процессе вычислений.

Задается начальная триангуляция. Для эллипсоида она производится сечением его поверхности тремя взаимно перпендикулярными плоскостями на восемь треугольных элементов Δ_k , один из которых изображен на рис. 1 ($v_{k,j}$ – узлы элемента Δ_k). Для увеличения количества элементов разбиения и повышения точности аппроксимации середины сторон внутри каждого элемента Δ_k соединяются, как это показано на рис. 2. В результате получается новое разбиение поверхности, содержащее вчетверо больше элементов. Для уточнения решения эту операцию можно повторять несколько раз.

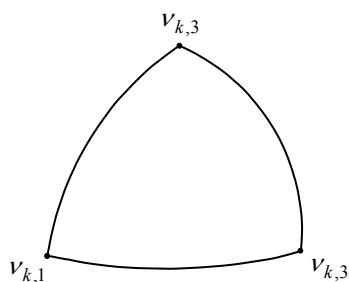


Рис. 1

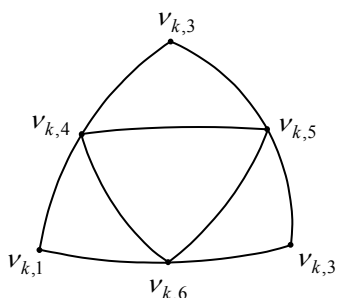


Рис. 2

Параметризация элемента Δ_k для квадратичной интерполяции.

Рассматриваемый алгоритм решения граничных интегральных уравнений основан на использовании локальной кусочно-полиномиальной аппроксимации решения внутри каждого элемента Δ_k . Используются аппроксимирующие функции, которые внутри каждого элемента Δ_k являются квадратичными полиномами по каждой из локальных координат. Вводим базовый элемент интерполяции, который является общим для всех элементов Δ_k :

$$\sigma = \{(s, t) \mid 0 \leq s, t, s + t \leq 1\}.$$

Каждый элемент Δ_k представляется, как результат отображения этого базового элемента при помощи некоторого преобразования $m_k: \sigma \rightarrow \Delta_k$.

Вводим квадратичные базисные функции $\{l_j\}$:

$$l_1(s, t) = u(2u - 1), \quad l_2(s, t) = t(2t - 1), \quad l_3(s, t) = s(2s - 1),$$

$$l_4(s, t) = 4tu, \quad l_5(s, t) = 4st, \quad l_6(s, t) = 4su,$$

где $u = 1 - t - s$.

Вводим точки, принадлежащие базисному элементу, которые при отображении $m_k: \sigma \rightarrow \Delta_k$ переходят в узлы $v_{k,j}$:

$$q_1 = (0, 0), \quad q_2 = (0, 1), \quad q_3 = (1, 0), \quad q_4 = (0, 0.5),$$

$$q_5 = (0.5, 0.5), \quad q_6 = (0.5, 0).$$

Легко показать, что

$$l_j(q_i) = \delta_{i,j}, \quad i, j = 1, \dots, 6. \quad (11)$$

Соответствие точек при отображении $m_k: \sigma \rightarrow \Delta_k$ указано на рис. 3. Тогда, квадратичную аппроксимацию решения внутри элемента Δ_k запишем в виде

$$u(P) \approx \sum_{j=1}^6 u(v_{k,j}) l_j(s, t). \quad (12)$$

Из (11) следует, что квадратичная аппроксимация (12) совпадает с точными значениями аппроксимируемой функции в узловых точках базисного элемента σ .

Для приближенного решения интегрального уравнения запишем его для $P_i \in S$

$$2\pi u(P_i) + \sum_{k=1}^N \int_{\Delta_k} u(Q) \frac{\partial}{\partial n_Q} \left[\frac{1}{|P_i - Q|} \right] dS_Q =$$

$$= \sum_{k=1}^N \int_{\Delta_k} f(Q) \frac{1}{|P_i - Q|} dS_Q, \quad P_i \in S. \quad (13)$$

Здесь точка P_i пробегает узловые точки всех триангуляционных элементов Δ_k , $k = 1, \dots, N$.

Внутри каждого элемента Δ_k аппроксимируем решение с помощью (12) и заменяем интегрирование по Δ_k интегрированием по базовому элементу σ

$$\int_{\Delta_k} F(Q) dS_Q = \int_{\sigma} F(m_k(s, t)) J(s, t) d\sigma,$$

где $J(s, t)$ – якобиан преобразования $m_k: \sigma \rightarrow \Delta_k$.

Следует отметить, что при использовании локальных координат s, t численное интегрирование всегда производится по поверхности стандартного треугольника, изображенного в левой части рис. 3. Когда точка наблюдения находится за пределами области интегрирования, интеграл является неособым и может быть вычислен стандартными методами. В сингулярном случае приходится использовать квадратуры Гаусса.

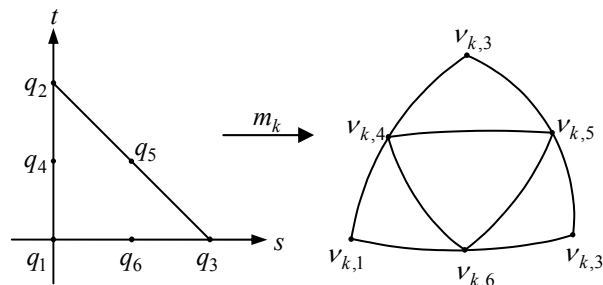


Рис. 3

В результате уравнение (13) аппроксимируем системой линейных уравнений:

$$2\pi u(P_i) + \sum_{k=1}^N A_{k,i} u(P_k) = F_i. \quad (14)$$

Здесь точки P_k соответствуют координатам узлов, а коэффициенты матрицы $A_{k,i}$ зависят от используемой квадратуры интегрирования.

Система уравнений (14) решается численно с использованием стандартной процедуры гауссового исключения.

МЕТОД ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ РЕШЕНИЙ (МФР)

МФР принадлежит к группе так называемых "бессеточных" численных методов решения уравнений с частными производными.

Следует отметить, что в последние три десятилетия

тия в области инженерных и научных расчетов доминировали метод конечных элементов (МКЭ) и метод конечных разностей (МКР). Оба этих метода используют сложные и весьма затратные алгоритмы разбиения области решения. В частности, генерация сетки является главным препятствием при решении трехмерных задач в нерегулярных областях.

С вычислительной точки зрения крайне желательно решать краевые задачи, используя только дискретизацию границы области решения. В результате интенсивных исследований в этой области возник метод граничных элементов (МГЭ) как альтернативный подход к решению уравнений с частными производными. В настоящее время он рассматривается как один из основных методов в области инженерных и научных расчетов. Одной из версий МГЭ является метод граничных интегральных уравнений, рассмотренный выше.

Несмотря на тот факт, что МГЭ является граничным методом, разбиение на поверхности общего вида является нетривиальной задачей. Кроме того, он включает в себя достаточно сложный алгоритм интегрирования сингулярных функций. Подобная ситуация возникает при вычислении интегралов, входящих в (13), когда точка коллокации P_i является одним из узлов элемента Δ_k . В этом случае интегрирование производится с аналитическим выделением сингулярности интегрируемой функции. Детальное описание этого алгоритма изложено в работах [5, 6].

В последние десятилетия большие усилия были направлены на разработку бессеточных (meshless) методов, которые не требуют дискретизации ни области решения, ни ее границы. МФР принадлежит к этой группе и является эффективным средством решения однородных эллиптических граничных задач. Первоначально этот метод был предложен В.Д. Купрадзе [7, 8]. Современное состояние развития МФР изложено в [9, 10]. Метод не требует дискретизации ни области решения, ни ее границы. Он не содержит численного интегрирования и, таким образом, трудности граничных методов, связанные с интегрированием сингулярных функций также исключены. При решении краевых задач с гладкими краевыми условиями МФР имеет спектральную сходимость.

Основная идея МФР состоит в аппроксимации решения конечным рядом фундаментальных решений рассматриваемого уравнения. Точнее, пусть рассматривается решение следующей краевой задачи:

$$L[u(x)] = 0, \quad x \in D, \quad (15)$$

$$B[u(x)] = g(x), \quad x \in \partial D, \quad (16)$$

где $L[\dots]$ – линейный дифференциальный оператор с известным фундаментальным решением; $D \in R^d$, $d = 2, 3$ – ограниченная непустая связная область с достаточно гладкой границей ∂D ; $B[\dots]$ оператор краевого условия и $g(x)$ известная гладкая функция.

Согласно МФР приближенное решение задачи ищем в виде линейной комбинации

$$u_N(x, \bar{q}) = \sum_{j=1}^N q_j \Psi(x - \xi_j), \quad (17)$$

где функция $\Psi(x - \xi)$ удовлетворяет уравнению

$$L[\Psi(x - \xi)] = \delta(x - \xi).$$

Особые точки ξ_j , $j = 1, \dots, N$ расположены за пределами области решения.

Таким образом, линейная комбинация (16) удовлетворяет дифференциальному уравнению (15) при любом выборе q_j . Коэффициенты q_j мы находим из краевого условия (16). Это можно сделать, записав (16) в виде условия минимума квадратичного функционала

$$\min_{\bar{q}} \int_{\partial D} [B[u_N(x, \bar{q})] - g(x)]^2 dl. \quad (18)$$

Аппроксимируя интеграл конечной суммой, получим

$$\begin{aligned} \int_{\partial D} [B[u_N(x, \bar{q})] - g(x)]^2 dl &= \sum_{i=1}^M \int_{l_i} [B[u_N(x, \bar{q})] - g(x)]^2 dl \approx \\ &\approx \sum_{i=1}^M [B[u_N(x_i, \bar{q})] - g(x_i)]^2 \Delta l_i. \end{aligned}$$

Если длины участков разбиения границы области взять одинаковыми $\Delta l_i = \Delta l$, то для определения неизвестных коэффициентов q_j получаем задачу о наименьших квадратах

$$\begin{aligned} \min_{\bar{q}} \sum_{i=1}^M [B[u_N(x_i, \bar{q})] - g(x_i)]^2 = \\ = \min_{\bar{q}} \sum_{i=1}^M \left[\sum_{j=1}^N q_j B[\Psi(x_i - \xi_j)] - g(x_i) \right]^2. \end{aligned} \quad (19)$$

Здесь $x_i \in l_i$.

Этот же алгоритм определения q_j получается, если записать условия коллокации граничного условия (13) в M точках x_i на границе области решения

$$\sum_{j=1}^N q_j B[\Psi(x_i - \xi_j)] = g(x_i), \quad x_i \in \partial D, \quad i = 1, \dots, M. \quad (20)$$

Если взять $M > N$ и решать переопределенную линейную систему (20) методом наименьших квадратов, то получим алгоритм, совпадающий с (19).

Применим МФР для решения внешней задачи Неймана (2) – (4). С точностью до несущественной постоянной, фундаментальное решение уравнения Лапласа равно

$$\Psi(x - \xi) = \frac{1}{|x - \xi|}.$$

Решение ищем в виде (17). Для определения неизвестных коэффициентов используем систему уравнений

$$\sum_{j=1}^N q_j \frac{\partial}{\partial n(x)} \left[\frac{1}{|x_i - \xi_j|} \right] = f(x_i), \quad x_i \in \partial D, \quad i = 1, \dots, M.$$

Задача решалась для того же эллипсоида (8) и дипольного источника поля (9). Особые точки ξ_j расположены на сфере радиуса $R = 0,2$. Таким образом, все источники поля попадают внутрь этой сферы. Точки коллокации x_i мы выбираем в узлах триангуляционного разбиения эллипсоида. Переопределенная система уравнений решалась с использованием алгоритма DLQRRV из библиотеки Microsoft IMSL Libraries. Результаты представлены в правой части табл. 1.

ВЫВОДЫ

Приведенные данные демонстрируют значительное преимущество МФР по сравнению с методом граничных интегральных уравнений. При этом следует отметить, что МГИУ значительно превосходит по эффективности объемные вычислительные методы МКЭ и МКР, поскольку работает только с граничными данными. Кроме того, использование МГИУ позволяет получить решение только в фиксированных точках – узлах Δ_k триангуляционного разбиения поверхности. Для получения решения в других точках необходимо использовать интерполирование или интегральное представление, подобное (5). Это же относится и к объемным методам. В тоже время, после решения задачи с использованием МФР мы получаем аналитическое выражение (17) с известными коэффициентами q_j , которое легко может быть вычислено в любой точке области решения. Это решение можно аналитически продифференцировать, численно проинтегрировать или получить другие необходимые характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Проблемы электромагнитной совместимости и расчетного уровня электромагнитных помех: Симпозиум, Санкт-Петербург, 1993 // Электричество.-1994. -№ 1. -С. 78.
- [2] Розов В.Ю., Ассуиров Д.А. Принципы построения систем автоматического управления внешним магнитным полем технических объектов. Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". – Харків, НТУ "ХПІ", 2005, № 45.- С. 101-102.
- [3] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1974. – 832 с.
- [4] Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с.
- [5] K. Atkinson. The Numerical Solution of Fredholm Integral Equations of the Second Kind, Cambridge Univ. Press, 1997.
- [6] K. Atkinson. A survey of boundary integral equation methods for the numerical solution of Laplace's equation in three dimensions, in Numerical Solution of Integral Equations, ed. by M. Golberg, Plenum Press, New York, 1990, pp. 1 - 34.
- [7] В.Д. Купрадзе. О приближенном решении задач математической физики. Успехи математических наук, т. 22, № 2, 1967, С. 59–107.
- [8] В.Д. Купрадзе, М.А. Алексидзе. Метод функциональных уравнений для приближенного решения некоторых граничных задач. Журнал вычислительной мате-

матики и математической физики, т. 4, № 4, 1964, С. 683–715.

- [9] G. Fairweather and A. Karageorghis. The method of fundamental solutions for elliptic boundary value problems. Advances in Comp. Math. 9, pp. 69 - 95, 1998.
- [10] GB : M.A. Golberg and C.S. Chen. The Method of Fundamental Solutions for Potential, Helmholtz and Diffusion Problems, in: M.A. Golberg (Ed.), Boundary Inetgral Methods - Numerical and Mathematical Aspects, Computational Mechanics Publications, 1998, pp. 103-176.

Поступила 04.07.2007

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ "ГОРЯЧИХ" И "ХОЛОДНЫХ" ПРОДОЛЬНЫХ УЧАСТКОВ В ТОНКОМ МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ БОЛЬШОЙ ПЛОТНОСТИ

Баранов М.И., д.т.н., с.н.с.

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: eft@kpi.kharkov.ua

Приведено результати експериментальних досліджень неоднорідного подовжнього періодичного температурного поля в тонкому оцинкованому сталевому проводі з імпульсним аперіодичним електричним струмом провідності великої щільності, що досягає на стадії випару матеріалу проводу амплітудного значення до 0,4 кА/мм².

Приведены результаты экспериментальных исследований неоднородного продольного периодического температурного поля в тонком оцинкованном стальном проводе с импульсным аперіодичным электрическим током провідності большой плотности, достигающей на стадии испарения материала провода амплітудного значения до 0,4 кА/мм².

ВВЕДЕНИЕ

В [1] российскими специалистами из научно-технической области плазменной техники и технологии в результате экспериментального изучения теплового состояния охлаждаемой водой тонкой оцинкованной (с толщиной покрытия 5 мкм) стальной проволоки радиусом $r_{\text{п}}=0,15$ мм и длиной $l_{\text{п}}=118$ мм при изменении в ней в течение нескольких десятых долей секунды плотности постоянного электрического тока провідності $\delta_{\text{п}}$ в диапазоне от нуля до $6,87 \cdot 10^8$ А/м² (при силе тока до 48,6 А) было показано, что указанная проволока нагревается в виде периодически повторяющихся вдоль ее продольной оси слоев относительно "горячего" и "холодного" металла. Причем, согласно работе [1] данная слоистая структура из "горячих" и "холодных" продольных участков сохраняла свою периодическую цепочку указанных слоев металла вплоть до наступления явления электрического взрыва (ЭВ) проволоки. В упомянутой нами работе авторы ограничились исследованием тепловых процессов в твердом металле, оставив без внимания развитие сложных электрофизических процессов в продуктах взрывообразного разрушения и мелкодисперсного распада перегретого металла проволоки. Здесь следует указать то, что согласно известным результатам экспериментальных исследований других авторов в области высокотемпературной электро- и теплофизики [2-4] продукты ЭВ металлических проволок также содержат слоистую стратобразную вдоль них структуру.

В [5-9] автором с привлечением аппарата квантовой физики были изложены некоторые результаты теоретических исследований процессов формирования и распределения постоянного или переменного (импульсного) электрического тока провідності в тонком однородном металлическом проводнике. Полученные в [5-9] данные позволили с квантовомеханических позиций в первом приближении объяснить протекающие в металле проводника с током провідності различных амплитудно-временных параметров (АВП) электрофизические микропроцессы, в том числе и образование в его проводящей структуре одновременно относительно "горячих" и "холодных"

продольных участков, периодически повторяющихся по длине металлического проводника и существенно отличающихся между собой уровнем температуры. Для большей достоверности этих расчетных результатов необходимы прямые экспериментальные данные, подтверждающие существование в металлическом проводнике с электрическим током провідності различных АВП указанных "горячих" и "холодных" продольных слоев (участков) металла. На взгляд автора, явно обнаружить (выявить) подобные слои (участки) в металлическом проводнике можно только путем пропускания по нему электрического тока большой плотности $\delta_{\text{п}}$. В противном случае, из-за продольного смещения во времени t волновых электронных пакетов (ВЭП) в металлическом проводнике, что особенно важно для постоянного тока, приводящего к определенному продольному выравниванию температуры слоев его металла, а также из-за возникающих технических трудностей, связанных с точной регистрацией высокоинерционных показателей температуры на рядом расположенных сравнительно небольших участках проводника с переменным (импульсным) током, находящимся под высоким электрическим напряжением, зафиксировать относительно "горячие" и "холодные" продольные слои в металле проводника представляется крайне проблематичным. Кроме того, относительно малые значения плотности электрического тока $\delta_{\text{п}}$ в металлическом проводе приводят согласно результатам работ автора [5-9] к заметному возрастанию неопределенности продольных координат свободных электронов в материале провода и как следствие этого – к существенному увеличению геометрических размеров формируемых ими ВЭП, содержащих эти "горячие" и "холодные" продольные участки провода. Это вызывает значительное увеличение продольных размеров указанных участков, что приводит к дополнительным трудностям в их обнаружении и идентификации, а также к заметному росту весогабаритных и энергетических показателей используемого для этих целей высоковольтного электрофизического оборудования.

Целью данной статьи является опытное обнару-

жение и элементарное экспериментальное исследование относительно "горячих" и "холодных" продольных участков в тонком металлическом проводе с импульсным электрическим током проводимости большой плотности, а также сравнение полученных опытных количественных данных для указанных продольных участков провода с расчетными оценками их геометрических характеристик.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Примем, что по тонкому сплошному круглому биметаллическому проводу (с толщиной проводящего покрытия $\Delta_{\text{п}}$) цилиндрической конфигурации внешним радиусом $r_{\text{п}}$ и длиной $l_{\text{п}}$ вдоль его продольной оси OZ протекает унipoлярный импульсный электрический ток проводимости $i_{\text{п}}(t)$ с произвольными АВП, равномерно распределенный с большой плотностью $\delta_{\text{п}}(t)$ по поперечному сечению $S_{\text{п}} = \pi r_{\text{п}}^2$ провода (рис. 1). Пусть выполняется условие $l_{\text{п}} \gg r_{\text{п}}$, а неподвижный провод размещен в изоляционной воздушной среде при комнатной температуре, равной $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$. Считаем, что в исследуемом проводе (для большей конкретности нами был выбран оцинкованный стальной провод с параметрами: $r_{\text{п}} = 0,8$ мм; $l_{\text{п}} = 320$ мм; $\Delta_{\text{п}} = 5$ мкм) поведение в межатомном пространстве его материала свободных электронов, характеризующихся корпускулярно-волновым дуализмом, приближенно подчиняется одномерному временному волновому уравнению Шредингера и описывается на его основании соответствующими волновыми ψ – функциями – стоячими электронными полуволнами де Бройля [5, 9]. Данные волновые ψ – функции, как известно, определяют в металлическом проводе пространственно-временную эволюцию и закономерности продольного распределения дрейфующих свободных электронов и формируют ВЭП провода с электрическим током проводимости $i_{\text{п}}(t)$.

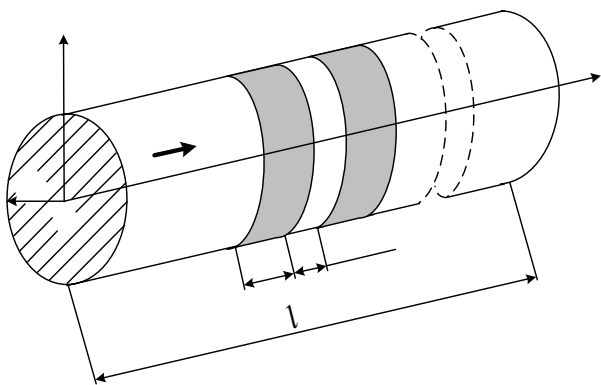


Рис. 1. Рассматриваемая упрощенная модель тонкого круглого металлического провода с импульсным электрическим током проводимости $i_{\text{п}}(t)$ большой плотности

Пусть ВЭП рассматриваемого провода или его квантованные дискретные наборы собственных волновых ψ – функций макроскопически распределяются вдоль продольной оси OZ провода в периодическую

структуру, шаг которой равен сумме ширин относительно "горячего" $\Delta z_{\text{Г}}$ и "холодного" $\Delta z_{\text{Х}}$ продольных участков провода [8, 9] (рис. 1). Экспериментально подтвержденные формулы для расчета величин $\Delta z_{\text{Г}}$ и $\Delta z_{\text{Х}}$ применительно к рассматриваемому биметаллическому проводу, но только с другими (большими) значениями плотности $\delta_{\text{п}}$ постоянного тока, нежели в проводимых нами экспериментах с мощными унipoлярными импульсами тока $i_{\text{п}}(t)$, автором были приведены в [8, 10]. Исходя из [5-10] и известных положений квантовой физики (механики) [11], считаем, что свободные электроны в межатомном пространстве материала исследуемого биметаллического провода распределяются в его продольном направлении в соответствии с числовой последовательностью изменения целого квантового числа $n_e = 1, 2, 3, \dots$ электронных полуволн де Бройля и подчиняются квантовой статистике Ферми – Дирака [12, 13]. Полагаем, что импульсный ток $i_{\text{п}}(t)$, воздействующий в описанных ниже опытах на выбранный оцинкованный стальной провод, создается за счет высоковольтного разряда на него емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), входящего в состав мощного генератора импульсных токов на номинальное положительное (отрицательное) зарядное напряжение $U_3 = \pm 5$ кВ (ГИТ-5С), размещенного на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ". В проводимых опытах ограничимся воздействием от генератора ГИТ-5С на исследуемый провод мощного аperiодического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$ отрицательной полярности. Требуется после воздействия принятого мощного импульса тока на выбранный провод выявить и зафиксировать в нем относительно "горячие" и "холодные" продольные участки, а также исследовать их основные геометрические характеристики.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ В ОЦИНКОВАННОМ СТАЛЬНОМ ПРОВОДЕ

На рис. 2 показан общий вид жестко закрепленного в разрядной цепи ЕНЭ генератора ГИТ-5С исследуемого оцинкованного стального провода до электротеплового воздействия на него мощного аperiодического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$ отрицательной полярности. Указанный генератор ГИТ-5С был собран по классической электрической RLC – схеме, обычно используемой в технике высоких напряжений и больших импульсных токов, и имел в своем разрядном контуре следующие основные электрические параметры: электрическую емкость $C_{\text{Г}} = 45,36$ мФ; собственную индуктивность $L_{\text{Г}} = 11,43$ мГн; активное сопротивление $R_{\text{Г}} = 4,74$ Ом; запасаемую энергию $W_{\text{Г}}$ до 567 кДж. Для уменьшения электрической эрозии электродов в сильноточном коммутаторе мощного генератора ГИТ-5С в их качестве были применены графитовые щетки от мощной электрической машины (накопленный нами опыт их эксплуатации в составе этого коммутатора генератора ГИТ-5С подтвердил

правильность такого технического решения).



Рис. 2. Общий вид исследуемого оцинкованного стального провода ($l_{\text{п}}=320$ мм; $r_{\text{п}}=0,8$ мм) до воздействия на него мощного аperiodического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$

На рис. 3 приведена рабочая зона экспериментальной электрофизической установки с исследуемым оцинкованным стальным проводом после воздействия на него от генератора ГИТ-5С ($U_3=-3,7$ кВ; $W_{\Gamma}=310$ кДж) аperiodического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$, осциллограммы которого показаны на рис. 4 и 5. Отметим, что данные осциллограммы для импульсного тока $i_{\text{п}}(t)$ были получены с помощью встроенного в разрядную цепь генератора ГИТ-5С со стальным проводом измерительного шунта типа ШК-300 с активным сопротивлением 0,185 мОм и коэффициентом преобразования 5642 А/В (разработка НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ") и осциллографов типа Tektronix TDS 1012.



Рис. 3. Тепловое состояние исследуемого оцинкованного стального провода после интенсивного электротеплового воздействия на него мощного аperiodического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$ большой плотности ($\delta_{\text{мп}}=0,37$ кА/мм²)

Согласно данным рис. 4 и 5 время нарастания для примененного мощного аperiodического импульса тока $i_{\text{п}}(t)$ при его амплитуде $I_{\text{mc}}=-745$ А составляет около $\tau_m=9,0$ мс, а его полная длительность оказывается равной $\tau_{\text{п}}=0,576$ с. С учетом принятых допущений амплитуда плотности тока $\delta_{\text{мп}}$ в проводе составляла численное значение, равное $\delta_{\text{мп}}=0,37$ кА/мм².

Из рис. 3 видно, что после воздействия указанного мощного униполярного импульсного тока $i_{\text{п}}(t)$ на рас-

сматриваемый провод на большей части его длины $l_{\text{п}}$ произошло расплавление и возможное испарение как его цинкового покрытия, так и стального основания. Края двух неразрушенных частей провода, симметрично расположенных по его длине $l_{\text{п}}$, были нагреты до белого цвета излучения, что согласно данным работы [1] примерно соответствует температуре $T_{\text{п}}$ материала провода, равной 1200 °С. Причем, эти части в соответствии с данными рис. 3, 6 и 7 представляли собой гантелеобразные элементы, содержащие посередине перегретое исходное цилиндрическое тело провода диаметром 1,6 мм при его длине около 27 мм, а по своим краям практически две сферы примерно диаметром 7 мм из вскипевшего цинкового покрытия и стального основания провода. Образование по длине $l_{\text{п}}$ провода таких гантелеобразных элементов дает нам основание считать, что в зоне указанных вспученных металлических сфер диаметром около 7 мм температура джоулева нагрева материала провода значительно превышает температуру нагрева их среднего цилиндрического "перешейка" диаметром 1,6 мм и длиной около 27 мм. Кстати, об этом свидетельствует и их разная светимость (металлические сферы были визуальнее более яркими по сравнению с цилиндрическими "перешейками" между ними, см. рис. 3).

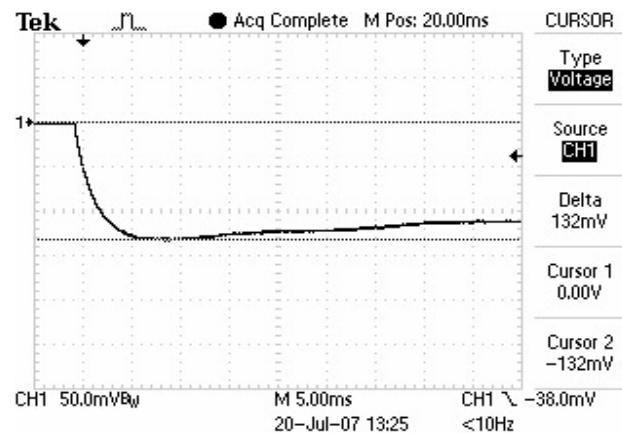


Рис. 4. Осциллограмма нарастающей части воздействующего на оцинкованный стальной провод мощного аperiodического импульса тока отрицательной полярности амплитудой

$$I_{\text{mc}}=-745 \text{ А } (\delta_{\text{мп}}=0,37 \text{ кА/мм}^2; \tau_m=9,0 \text{ мс})$$

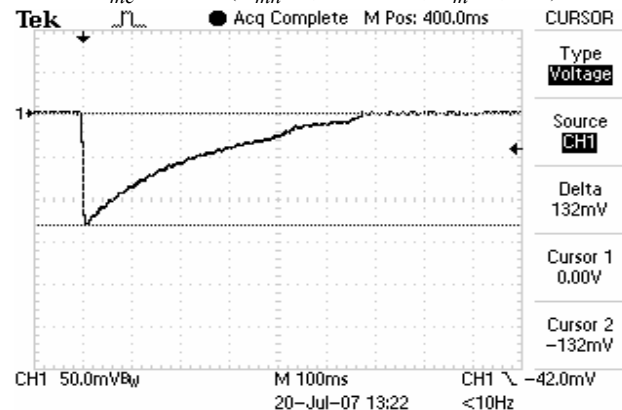


Рис. 5. Осциллограмма спадающей части воздействующего на оцинкованный стальной провод мощного аperiodического импульса тока отрицательной полярности амплитудой

$$I_{\text{mc}}=-745 \text{ А } (\delta_{\text{мп}}=0,37 \text{ кА/мм}^2; \tau_{\text{п}}=0,576 \text{ с})$$



Рис. 6. Гантелеобразные элементы исследуемого оцинкованного стального провода на стадии остывания после их интенсивного нагрева мощным апериодическим импульсом тока проводимости $i_n(t)$ большой плотности

В связи с этим можно заключить, что зона вспученных сфер диаметром 7 мм на теле исследуемого провода соответствует его "горячим" продольным участкам, а область цилиндрического "перешейка" между ними – его "холодным" продольным участкам.



Рис. 7. Общий вид гантелеобразных элементов исследуемого оцинкованного стального провода, размещенных на теплоизолирующей асбестовой подложке, после их остывания на открытом воздухе

На рис. 8 для сравнения в реальном масштабе изображены исходные металлические элементы рассматриваемого нами оцинкованного стального провода диаметром 1,6 мм и длиной 320 мм (вверху) и полученные из них гантелеобразные металлические элементы общей длиной около 41 мм (внизу) после воздействия на исследуемый сплошной металлический провод мощного отрицательного униполярного импульса тока примерно временной формы 9мс/576мс с амплитудой $I_{mc} = -745$ А.



Рис. 8. Общий вид элементов исследуемого оцинкованного стального провода до (вверху) и после (внизу) воздействия на них мощного апериодического импульса тока проводимости $i_n(t)$ большой плотности ($\delta_{мп} = 0,37$ кА/мм²)

При пропускании с помощью мощного генератора ГИТ-5С через новый образец исследуемого провода апериодического импульса тока $i_n(t)$ аналогичной временной формы с амплитудой $I_{mc} = -805$ А ($U_3 = -4,0$ кВ; $\delta_{mn} = 4,0 \cdot 10^8$ А/м²; $W_r = 363$ кДж) наблюдалась полная сублимация его цинкового покрытия и

стального основания на всей длине l_n биметаллического провода. Поэтому, наверное, амплитудное численное значение плотности тока $\delta_{mn} = 3,7 \cdot 10^8$ А/м² для рассматриваемого провода и указанной временной формы тока $i_n(t)$ можно принять за критическое, при котором начинается испарение и разрушение его металлической структуры, приводящее к потере проводом металлической проводимости.

3. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК "ГОРЯЧИХ" И "ХОЛОДНЫХ" ПРОДОЛЬНЫХ УЧАСТКОВ ОЦИНКОВАННОГО СТАЛЬНОГО ПРОВОДА

Подход 1. Используя результаты расчета максимального числа электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с постоянным или переменным электрическим током проводимости, представленные в [10], выражение, определяющее число $n_e = 1, 2, 3, \dots$ мод в дискретном наборе волновых ψ – функций ВЭП для рассматриваемого оцинкованного стального провода с амплитудой плотности тока $\delta_{мп}$ (А/м²), с учетом экспериментальных данных из [1] принимает следующий приближенный вид:

$$n_e = 2 n^2 \left[\delta_{мп} / (6,87 \cdot 10^8) \right]^2, \quad (1)$$

где n – главное квантовое число для атомов материала металлического провода, соответствующее номеру периода в периодической системе химических элементов Менделеева, которому принадлежит металл рассматриваемого провода.

Отметим, что в любом атоме вещества совокупность связанных электронов, обладающих одинаковым главным квантовым числом n , образует электронный слой или электронную оболочку атома [13]. Поэтому главное квантовое число n равно числу электронных слоев (оболочек) в атоме материала исследуемого металлического провода.

Из (1) следует, что при $\delta_{мп} = 6,87 \cdot 10^8$ А/м² число n_e оказывается равным $2 n^2$ (в этом случае при $n = 4$ для цинкового покрытия и стального основания исследуемого провода величина n_e будет составлять 32, что хорошо согласуется с известными экспериментальными данными по периодическому изменению температуры вдоль аналогичного провода только диаметром 0,3 мм и длиной $l_n = 118$ мм с постоянным током большой плотности [1, 8]).

Так как в нашем случае $\delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8$ А/м², то согласно (1) для выбранного нами провода целое число n_e (число стоячих электронных полувольт де Бройля на длине l_n провода) будет примерно составлять 10. Тогда, в соответствии с [10] расчетный шаг периодической структуры $\Delta z_{ВЭП}$ неоднородного продольного температурного поля исследуемого провода ($l_n = 320$ мм; $r_n = 0,8$ мм) будет примерно равен:

$$\Delta z_{ВЭП} = \Delta z_r + \Delta z_x = l_n / n_e = 32 \text{ мм}. \quad (2)$$

Усредненная ширина "горячего" продольного участка Δz_r в рассматриваемом проводе с плотно-

стью тока $\delta_{мп}$ с использованием известного из квантовой физики соотношения неопределенностей Гейзенберга [11] может быть найдена из следующего расчетного соотношения [5, 9]:

$$\Delta z_{\Gamma} \geq e_0 n_{e0} h / 4\pi m_e \delta_{мп}, \quad (3)$$

где $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – элементарный электрический заряд электрона; n_{e0} – усредненная плотность свободных электронов в металле провода до воздействия на него импульса тока $i_{п}(t)$; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя свободного электрона металла провода.

Усредненная плотность n_{e0} свободных электронов в металлическом проводе равна концентрации его атомов N_0 (м^{-3}), умноженной на валентность материала провода, определяемую числом неспаренных электронов на внешних валентных энергетических уровнях его атомов (например, для цинкового покрытия или стального провода валентность равна двум [14]). Для расчетной оценки концентрации атомов N_0 в металлическом проводе с плотностью его материала $d_{п}$ ($\text{кг}/\text{м}^3$) следует воспользоваться следующим известным соотношением [15]:

$$N_0 = d_{п} (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (4)$$

где M_a – атомная масса материала провода (например, для стального провода можно считать, что $M_a = 55,85$), практически равная массовому числу A ядра атома металлического провода, определяемому в соответствии с периодической системой химических элементов Менделеева (одна атомная единица массы равна 1/12 массы атома изотопа углерода $^{12}_6\text{C}$, численно составляющей $1,6606 \cdot 10^{-27}$ кг).

Тогда, с учетом (4) для нашего стального провода ($d_{п} = 7820 \text{ кг}/\text{м}^3$) с тонким цинковым покрытием толщиной $\Delta_{п} = 5$ мкм имеем, что $N_0 = 8,43 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$, а $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$. В результате из выражения (3) при $\delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8 \text{ А}/\text{м}^2$ получаем, что $\Delta z_{\Gamma} \geq 4,2$ мм. Используя данное расчетное численное значение Δz_{Γ} , для усредненной ширины "холодного" продольного участка Δz_{χ} в исследуемом проводе их (2) находим, что она в случае первого подхода составляет величину, примерно равную 27,8 мм.

Подход 2. Для определения усредненной величины стоячей электронной полуволны де Бройля $\lambda_e/2$ в ВЭП металла провода, на которой уместается один "горячий" шириной Δz_{Γ} и один "холодный" шириной Δz_{χ} продольный участок, воспользуемся известной формулой де Бройля для длины волны свободного электрона, дрейфующего в материале провода под действием приложенного к нему электрического напряжения $U_{п}(t)$ [5, 15]:

$$\lambda_e = h / m_e v_{eD}, \quad (5)$$

где v_{eD} – средняя скорость дрейфа свободного электрона в металле рассматриваемого провода.

Известно, что средняя дрейфовая скорость v_{eD} свободного электрона в исследуемом металлическом

проводе будет равна [16, 17]:

$$v_{eD} = \delta_{п}(t) / e_0 \cdot n_{e0}. \quad (6)$$

Принимая в соотношении (6) приближение вида $\delta_{п}(t) = \delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8 \text{ А}/\text{м}^2$, для наибольшей величины скорости дрейфа свободного электрона v_{eD} в металле провода при $n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ получаем численное значение, примерно равное 0,014 м/с. Из (5) тогда находим, что в нашем случае усредненная величина стоячей электронной полуволны де Бройля в исследуемом проводе будет численно составлять $\lambda_e/2 = 25,9$ мм. Видно, что размеры усредненной даже электронной полуволны де Бройля в металле рассматриваемого провода принимают макроскопические значения, превышающие его толщину $2r_{п}$ или выше оцененную нами длину (ширину) его "горячего" участка $\Delta z_{\Gamma} = 4,2$ мм и соизмеримые с длиной (шириной) его ранее оцененного "холодного" участка $\Delta z_{\chi} = 27,8$ мм.

Этот результат в соответствии с современными квантовомеханическими представлениями [11, 13, 18] однозначно говорит о том, что при изучении в исследуемом проводе микроэлектрофизических процессов, связанных с распределением в его материале свободных электронов, в случае протекания по нему выбранного нами мощного импульсного аперриодического тока $i_{п}(t)$ с большой плотностью ($\delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8 \text{ А}/\text{м}^2$) необходимо использовать законы не классической, а квантовой физики. При $\delta_{мп} < 3,7 \cdot 10^8 \text{ А}/\text{м}^2$ это утверждение еще более усиливается и становится просто обязательным условием для электрофизиков (электротехников) при корректном и отражающем основные вероятностные закономерности микромира кристаллической структуры металла изучении рассматриваемых здесь сложных электрофизических микропроцессов в биметаллическом проводнике с электрическим током проводимости различных АВП.

Итак, при $\lambda_e/2 = \Delta z_{\Gamma} + \Delta z_{\chi} = 25,9$ мм и использовании (3), согласно которому оценка ширины Δz_{Γ} относительно "горячего" продольного участка провода показала, что при $\delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8 \text{ А}/\text{м}^2$ величина $\Delta z_{\Gamma} \geq 4,2$ мм, в исследуемом случае для ширины Δz_{χ} относительно "холодного" продольного участка нашего биметаллического провода при втором расчетном подходе получаем численное значение, равное около 21,7 мм. Расчетное число n_e стоячих электронных полуволн де Бройля на всей длине $l_{п}$ исследуемого оцинкованного стального провода при этом будет примерно равным $n_e = 2l_{п} / \lambda_e = 640/51,8 = 12$.

4. ОБСУЖДЕНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ ОПЫТНЫХ И РАСЧЕТНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ "ГОРЯЧИХ" И "ХОЛОДНЫХ" ПРОДОЛЬНЫХ УЧАСТКОВ ОЦИНКОВАННОГО СТАЛЬНОГО ПРОВОДА

Положение 1. В ходе описанных выше экспериментальных исследований было установлено, что при воздействии на оцинкованный стальной сплошной провод ($r_{п} = 0,8$ мм; $l_{п} = 320$ мм; $\Delta_{п} = 5$ мкм) мощного отрицательного аперриодического импульса тока при-

мерно временной формы $9\text{мс}/576\text{мс}$ с амплитудой $I_{mc} = -745\text{ А}$ и большой плотностью тока в его проводящем материале ($\delta_{мп} = 3,7 \cdot 10^8\text{ А/м}^2$) в этом проводе из-за возникновения макроскопических ВЭП в его металле явно наблюдаются относительно "горячие" и "холодные" продольные участки, периодически расположенные с шагом $\Delta z_{ВЭП}$ по всей длине $l_{п}$ биметаллического провода. Более высокие температуры из-за неравномерного продольного джоулева нагрева на "горячих" участках провода, по сравнению с температурой нагрева его "холодных" участков, вызывают на "горячих" участках провода более раннее вскипание его цинкового покрытия и расплавление стального основания. Данный электротепловой эффект при наличии мощного ГИТ сравнительно легко и четко может быть опытным путем обнаружен и зафиксирован. Ширина "горячих" продольных участков в исследованном проводе составляет около 7 мм, а "холодных" – примерно 27 мм. Число таких слоев металла, в каждый из которых входит один "горячий" и один "холодный" участок, на всей длине $l_{п}$ провода в нашем случае составляет не менее девяти.

Положение 2. Расчетная квантовомеханическая оценка геометрических характеристик "горячих" и "холодных" продольных участков провода на основании подходов 1 и 2 показывает, что в рассматриваемом случае ширина $\Delta z_{Г}$ "горячего" слоя металла оказывается равной более 4,2 мм, а ширина $\Delta z_{Х}$ "холодного" слоя металла – в среднем примерно равной $(27,8+21,7)/2=24,8$ мм. Общее число n_e таких периодически повторяющихся слоев металла вдоль длины $l_{п}$ оцинкованного стального провода может в среднем составлять величину, примерно численно равную $(10+12)/2=11$. Видно, что расчетные данные, касающиеся геометрических размеров указанных "горячих" и "холодных" продольных участков в исследованном биметаллическом проводе, удовлетворительно согласуются с полученными нами соответствующими экспериментальными результатами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Экспериментальным путем удалось впервые в отечественной высоковольтной импульсной технике и электротехнике переменного тока большой плотности обнаружить и зафиксировать квантовомеханические распределения свободных электронов металла в виде макроскопических ВЭП в тонком круглом оцинкованном стальном проводе с мощным аperiodическим импульсом тока отрицательной полярности, вызывающие появление в металле провода относительно "горячих" и относительно "холодных" продольных участков, периодически расположенных вдоль всей длины $l_{п}$ исследованного биметаллического провода.

2. Обнаруженный квантовый эффект в биметаллическом проводе с импульсным током проводимости большой плотности требует своего дальнейшего теоретического и опытного изучения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током// Вестник МГТУ им. Баумана. Серия: Машиностроение. – 2003. – №1. – С. 37-47.
- [2] Абрамова К.Б., Златин Н.А., Перегуд Б.П. МГД-неустойчивости жидких и твердых проводников. Разрушение проводников электрическим током// Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1975. – Т.69. – Вып. 6(12). – С. 2007-2021.
- [3] Валуев А.А., Дихтер И.Я., Зейгарник В.А. Страты при электрическом взрыве цезиевых проволок при критических давлениях// Журнал технической физики. – 1978. – Т.48. – Вып. 10. – С. 2088-2096.
- [4] Лебедев С.В., Савватимский А.И. Металлы в процессе быстрого нагревания электрическим током большой плотности// Успехи физических наук. – 1984. – Т.144. – Вып. 2. – С. 215-250.
- [5] Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости// Электротехника. – 2005. – №7. – С. 25-33.
- [6] Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости// Электротехника і електромеханіка. – 2006. – №3. – С. 49-53.
- [7] Баранов М.И. Квантовомеханическая модель быстрого нагрева проводника электрическим током проводимости большой плотности// Электротехника. – 2006. – №4. – С. 38-44.
- [8] Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости// Электротехника. – 2006. – №7. – С. 29-34.
- [9] Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике// Технічна електродинаміка. – 2007. – №1. – С. 13-19.
- [10] Баранов М.И. Эвристическое определение максимального числа электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости// Электротехніка і електромеханіка. – 2007. – №6. – С. 69-73.
- [11] Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики/ Пер. с англ. под ред. акад. В.А. Фока. – М.: Наука, 1979. – 480 с.
- [12] Баранов М.И. Энрико Ферми – один из основоположников квантовой статистики, электродинамики и ядерной энергетики// Электротехніка і електромеханіка. – 2007. – №2. – С. 5-12; 2007. – №3. – С. 5-11.
- [13] Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике.- М.: Наука, 1990. – 624 с.
- [14] Астафуров В.И., Бусев А.И. Строение вещества. – М.: Просвещение, 1977. – 160 с.
- [15] Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики/ Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
- [16] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
- [17] Баранов М.И. Упрощенная математическая модель микропроцессов в проводнике с электрическим током проводимости// Электротехніка і електромеханіка. – 2006. – №2. – С. 66-70.
- [18] Займан Дж. М. Современная квантовая теория/ Пер. с англ. под ред. В.Л. Бонч-Бруевича. – М.: Мир, 1971. – 288 с.

Поступила 27.07.2007

МОЩНАЯ ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИМИТАЦИИ ПОЛНОГО ТОКА МОЛНИИ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ В ОБЛАСТИ МОЛНИЕЗАЩИТЫ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Баранов М.И., д.т.н., Колиушко Г.М., к.т.н., Кравченко В.И., д.т.н., Недзельский О.С.
 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

Приведено основні схемно-технічні рішення і характеристики створеного потужного імітатора повного струму блискавки, що формує як окремо його імпульсну, проміжну, тривалу і повторну імпульсну складові, так і їх спільні комбінації у різному сполученні. Описано результати електромагнітних випробувань на даному імітаторі досвідних зразків композиційної обшивки літальних апаратів на стійкість до прямої дії імпульсного струму блискавки.

Приведены основные схемно-технические решения и характеристики созданного мощного имитатора полного тока молнии, формирующего как в отдельности его импульсную, промежуточную, длительную и повторную импульсную составляющие, так и их совместные комбинации в различном сочетании. Описаны результаты электромагнитных испытаний на данном имитаторе опытных образцов композиционной обшивки летательных аппаратов на стойкость к прямому воздействию импульсного тока молнии.

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение стойкости и повышение надежности работ объектов электроэнергетических систем, связи, транспорта и аэрокосмической техники в условиях воздействия на них мощных внешних электрофизических факторов, в частности, прямого удара молнии (сильноточного грозового разряда), сопровождающихся интенсивными электромагнитными, электродинамическими и тепловыми дестабилизирующими и разрушающими действиями, является актуальной задачей современной электрофизической науки и техники. Внедрение в настоящее время прогрессивных технологий в области аэрокосмической техники позволяет создавать новые композиционные материалы для обшивки летательных аппаратов (ЛА), являющиеся более стойкими к воздействию вышеперечисленных разрушающих факторов импульса тока мощного грозового разряда. Контроль качества новых композиционных материалов предполагает проведение разноплановых испытаний, характер и объем которых обусловлен рядом международных и государственных нормативных документов. В частности, требования к объему и параметрам натуральных испытаний планера ЛА либо фрагментов его обшивки на прямое воздействие тока молнии представлены в [1-6]. При этом основой известных методик электромагнитных испытаний ЛА на стойкость к действию молнии является физическое моделирование полномасштабного импульса грозового тока и его поражающих факторов при прямом или косвенном воздействии молнии на объект испытаний (ОИ). В соответствии с принятыми в современной физике молнии положениями и действующими в практике испытаний на молниестойкость требованиями полный ток в плазменном канале грозового электрического разряда в атмосферном воздухе характеризуется наличием следующих токовых компонент, воздействующих на ОИ в определенной временной последовательности [1, 5, 6]: импульсной составляющей (компоненты *A*) амплитудой не менее 200 кА и длительностью до 500

мкс, промежуточной составляющей (компоненты *B*) с амплитудой среднего тока до 2 кА и длительностью до 5 мс и длительной составляющей (компоненты *C*) амплитудой от 200 до 800 А и длительностью до 1000 мс. В упомянутых работах указывается, что имитируемый полный ток молнии может содержать повторную импульсную составляющую (компоненту *D*), имеющую амплитуду не менее 100 кА и длительность до 0,5 мс (она иногда используется при испытаниях вместо компоненты *A*). Испытания согласно [1, 5, 6] металлической (композиционной) обшивки ЛА на молниестойкость могут проводиться при следующих совместных воздействиях токовых компонент молнии: $A+B$; $A+C$; $A+B+C$; $D+B+C$.

Целью данной статьи является описание основных электрических схем построения, технических характеристик и практических возможностей разработанного и созданного в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" в 2007 году мощного имитатора полного тока молнии, предназначенного для проведения натуральных электромагнитных испытаний различных технических объектов электроэнергетики, электросвязи и авиационной техники и средств их молниезащиты на стойкость к прямому (косвенному) воздействию грозовых сильноточных электрических разрядов (молнии), содержащих *A*, *B*, *C* и *D* токовые компоненты.

1. СХЕМЫ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМИТАТОРА ПОЛНОГО ТОКА МОЛНИИ

Поскольку ток молнии содержит ряд компонент, которые в условиях экспериментальных исследований или испытаний должны быть воспроизведены полностью или частично в заданной последовательности, то имитатор полного импульса тока молнии должен состоять из ряда генераторов импульсов тока (ГИТ), позволяющих получать в заданной нагрузке соответствующие импульсы тока как в индивидуальном режиме их функционирования, так и в режиме их совместной работы. При схемно-конструктивной разработке таких ГИТ одним из определяющих моментов

является представление нагрузки в виде электрофизической модели, позволяющей ввести эквивалентные электрические параметры при рассмотрении переходных процессов в электрических цепях ГИТ. В соответствии с методиками, указанными в [5, 6], импульс тока молнии посредством плазмы импульсного разряда должен воздействовать на ОИ, которым у нас является фрагмент обшивки ЛА. При этом задается способ инициирования канала разряда над ОИ с помощью врывающегося проводника (медной проволоки диаметром 0,1 мм), перекрывающего воздушный промежуток длиной 50 мм между основным электродом и ОИ. Геометрические размеры используемого фрагмента композиционной обшивки ЛА составляли: 500x500x3 мм. Проработка конструкции узла нагрузки позволила определить его основные компоненты и геометрические параметры, представленные на рис. 1.

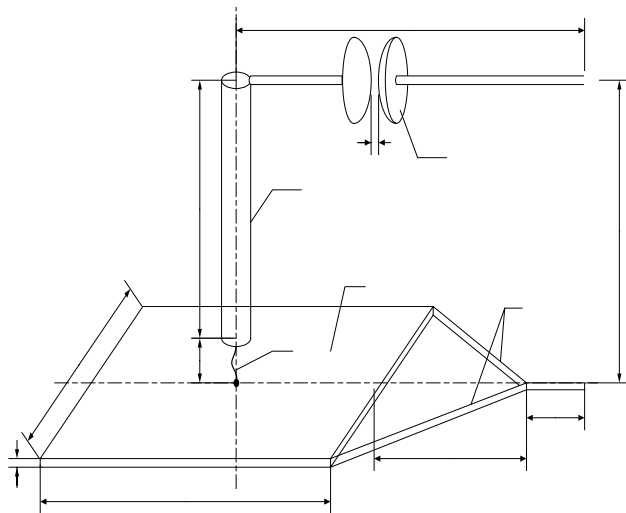


Рис. 1. Принятая схема узла нагрузки:

1 – испытываемый объект; 2 – основной токоподводящий электрод; 3 – разрядный промежуток F1 с взрывающимся проводником; 4 – основной управляемый разрядник F2 для создания *A* и *D* компонент; 5 – электроды обратного токопровода ГИТ

Анализ электрических параметров принятого узла нагрузки позволяет сделать следующие выводы: 1). Нагрузка носит активно-индуктивный характер и может быть представлена в контуре разряда ГИТ участком цепи с последовательно включенными индуктивностью L_H и активным сопротивлением R_H . 2). Индуктивность L_H определяется геометрией используемых проводников, участками каналов импульсных разрядов и зон растекания разрядных токов ГИТ по проводящей плоскости ОИ. 3). Активное сопротивление R_H включает в себя как стабильное сопротивление токопроводов узла нагрузки, так и нелинейные сопротивления каналов разрядов плюс изменяющееся сопротивление ОИ вследствие частичного (полного) разрушения проводящих слоев металла или композиционного материала ОИ под воздействием тока молнии.

Аналитические расчеты и измерения на физических моделях, повторяющих геометрию узла нагрузки, позволили оценить величину L_H , равную около 1 мкГн. Путем прямых измерений активного сопротивления системы электродов и опытных образцов

фрагментов нагрузки удалось оценить R_H проводящих элементов нагрузки и принять его равным 0,03 Ом. Анализ сопротивления каналов импульсных дуг промежутков *F1* и *F2* позволил оценить их сопротивление и принять величиной, примерно равной 0,02 Ом. Таким образом, принятые параметры узла нагрузки составили следующие значения: $L_H=1$ мкГн, $R_H=0,05$ Ом.

Разработанная и созданная нами высоковольтная электрофизическая установка (ВЭФУ) включает в себя четыре мощных имитатора указанных выше компонент тока молнии обеих полярностей, которые могут работать как отдельно друг от друга, так и совместно на общую электрическую нагрузку: имитатор импульсной составляющей тока молнии (компоненты *A*); имитатор промежуточной составляющей тока молнии (компоненты *B*); имитатор длительной составляющей тока молнии (компоненты *C*); имитатор повторной импульсной составляющей тока молнии (компоненты *D*).

Построение разрядной цепи имитатора импульсной составляющей тока молнии. На рис. 2 приведена электрическая схема разрядного контура имитатора импульсной составляющей тока молнии (имитатора – *A*), построенного на основе мощного емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) действующего ГИТ на номинальное напряжение ± 50 кВ (ГИТ-50) [7]. Электрические параметры разрядной цепи имитатора – *A* имели следующие численные значения: $C_A=336$ мкФ; $L_A=2,05$ мкГн; $R_A=0,061$ Ом. На рис. 2 обозначено: K_1 – управляемый высоковольтный трехэлектродный воздушный разрядник атмосферного давления; БП – блок электрического поджига разрядника K_1 ; ОИ – объект испытаний ($R_H=0,05$ Ом; $L_H=1$ мкГн); Ш – измерительный коаксиальный шунт типа ШК-300 ($R_{ш}=0,185$ мОм), посредством которого измерялся импульс тока в ОИ как при формировании компоненты *A*, так и других токовых компонент молнии.

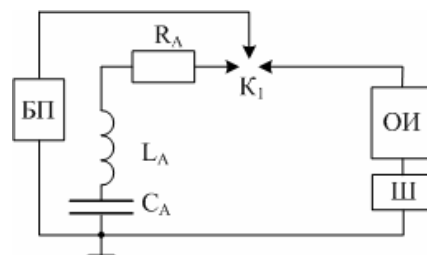


Рис. 2. Электрическая схема имитатора в режиме формирования импульсной *A* составляющей тока молнии

Построение разрядной цепи имитатора промежуточной составляющей тока молнии. На рис. 3 представлена электрическая схема разрядного контура имитатора промежуточной составляющей тока молнии (имитатора – *B*), собранного на основе части мощного ЕНЭ генератора импульсных токов на номинальное напряжение ± 5 кВ (ГИТ-5) [7]. Электрические параметры разрядной цепи имитатора – *B* составляли следующие численные значения: $C_B=2,52$ мФ; $L_B=123$ мкГн; $R_B=0,5$ Ом. На рис. 3 приняты такие обозначения: K_2 – неуправляемый высоковольтный сильноточный двухэлектродный воздушный разрядник атмосферного давления.

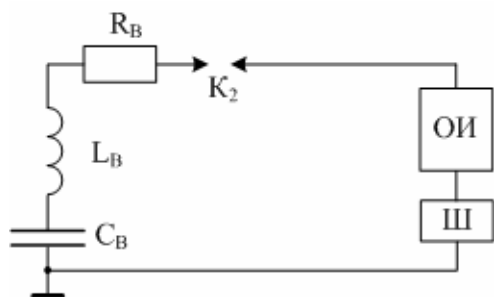


Рис. 3. Электрическая схема имитатора в режиме формирования промежуточной B составляющей тока молнии

Построение разрядной цепи имитатора длительной составляющей тока молнии. Электрическая схема разрядного контура имитатора длительной составляющей тока молнии (имитатора – C) приведена на рис. 4. Имитатор – C был создан на основе использования основной части ЕНЭ мощного действующего ГИТ на номинальное напряжение ± 5 кВ (ГИТ-5) [7]. Электрические параметры разрядной цепи имитатора – C имели следующие численные значения: $C_C=45,36$ мФ; $L_C=11,43$ мГн; $R_C=4,74$ Ом. На рис. 4 обозначено: K_3 – неуправляемый высоковольтный сильноточный двухэлектродный воздушный разрядник атмосферного давления.

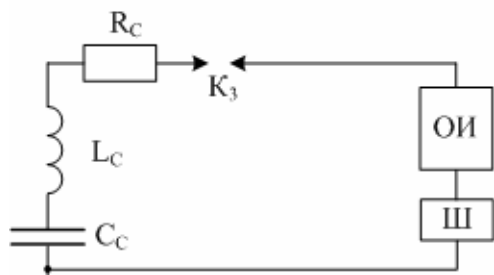


Рис. 4. Электрическая схема имитатора в режиме формирования длительной C составляющей тока молнии

Построение разрядной цепи имитатора повторной импульсной составляющей тока молнии. Схема имитатора – D аналогична электрической схеме имитатора – A , приведенной на рис. 2. В имитаторе – D ЕНЭ на ± 50 кВ представлял собой лишь часть ЕНЭ имитатора – A . Электрические параметры разрядной цепи имитатора – D составляли следующие значения: $C_D=108$ мкФ; $L_D=1,5$ мкГн; $R_D=0,18$ Ом.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ИМИТАТОРА ПОЛНОГО ТОКА МОЛНИИ

Имитатор импульсной составляющей тока молнии. В имитаторе – A мощный ЕНЭ с номинальной запасаемой энергией в $W_A=420$ кДж был реализован на основе 112 шт. параллельно соединенных (по 56 шт. на 1 и 2 этажах) при помощи медной шины 3×25 мм² (рис. 5, 6) промышленных малоиндуктивных конденсаторов в металлическом корпусе типа ИК-50-3 (номинальное напряжение – 50 кВ; емкость – 3 мкФ). Разрядник K_1 в разрядной цепи этого имитатора имел два основных массивных стальных полусферических электрода $\varnothing 123$ мм и расположенный между ними поджигающий сферический электрод

$\varnothing 30$ мм, на который подавался запускающий импульс от генератора или блока поджига (БП) напряжением ± 100 кВ [8, 9]. Каждый конденсатор ЕНЭ в имитаторе – A на своем высоковольтном выводе содержал защитные резисторы, предназначенные для защиты ЕНЭ от аварийных ударных токов в случае его электрического пробоя. Каждый защитный резистор общим сопротивлением $R_3=6$ Ом был собран из четырех параллельно включенных резисторов типа ТВО-60-24 Ом (рис. 5, 6).

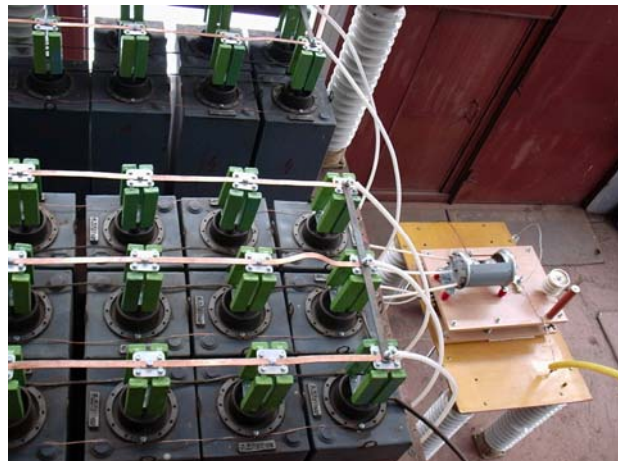


Рис. 5. Фрагмент второго этажа мощного ЕНЭ на ± 50 кВ, медной ошиновки зарядно-разрядных цепей, защитных резисторов и рабочего стола имитатора – A (вид сверху)

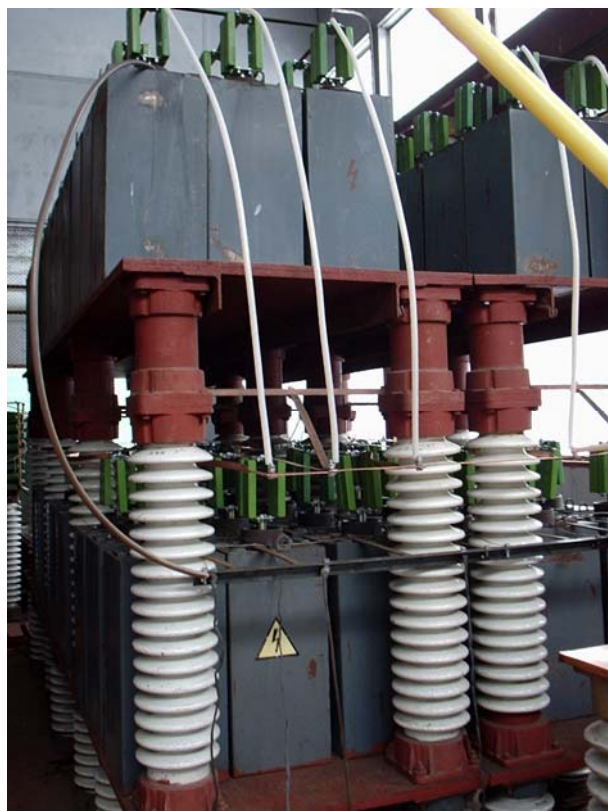


Рис. 6. Фрагмент мощного ЕНЭ на ± 50 кВ, ошиновки разрядной цепи, изоляционной несущей конструкции и коллектора имитатора – A (вид сбоку)

Все конденсаторы ЕНЭ имитатора – A медной ленточной и кабельной с полиэтиленовой изоляцией (без медной оплетки) ошиновкой были подсоединены

к коллектору (рис. 6), медные и стальные шины которого были жестко присоединены к основным электродам разрядника K_1 (или разрядника F2 на рис. 1).

На рис. 7 приведена типичная осциллограмма разрядного тока в нагрузке от имитатора – А. Согласно токовой осциллограмме на рис. 7, полученной при зарядном напряжении ЕНЭ имитатора – А в $U_{3А} = -27,4$ кВ с помощью цифрового осциллографа типа Tektronix TDS 1012, амплитуда импульсной составляющей тока молнии в нагрузке (ОИ), реализованной в виде тонкого медного электрически взрывающегося проводника (ЭВП) длиной до 50 мм и диаметром до 0,1 мм, а также размещенного под ним опытного образца алюминиевой обшивки ЛА толщиной 3 мм с размерами в плане $0,5 \times 0,5$ м², составила $I_{mA} = -212$ кА.

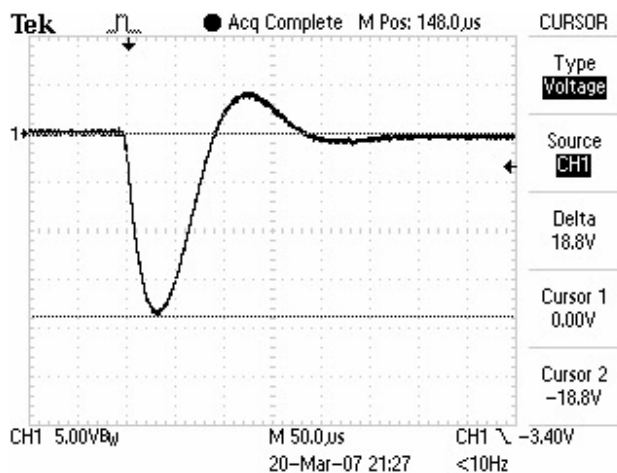


Рис. 7. Осциллограмма импульсной А составляющей тока молнии (полярность отрицательная) в нагрузке

Из осциллограммы на рис. 7 следует, что время нарастания импульсного тока молнии до амплитудного значения I_{mA} не превышает 34 мкс, что соответствует действующим требованиям [5, 6]. Заметим, что при измерении импульсной составляющей тока молнии в имитаторе – А были применены созданные в нашем институте и прошедшие государственную метрологическую аттестацию как измеритель импульсных токов типа ИИТ-200, чувствительность которого составляла 16,35 мВ/кА, так и шунт типа ШК-300 с активным сопротивлением 0,185 мОм и двумя выходами, имеющими коэффициенты преобразования 5642 и 11261. А/В.

Имитатор промежуточной составляющей тока молнии. Имитатор – В с номинальной запасаемой энергией в $W_B = 31,5$ кДж был реализован на основе 18 шт. параллельно соединенных при помощи медной шины $0,5 \times 30$ мм² (рис. 8) промышленных малоиндуктивных конденсаторов в металлическом корпусе типа ИМ2-5-140 (номинальное напряжение-5 кВ; емкость-140 мкФ). Неуправляемый разрядник K_2 разрядной цепи имитатора – В имел два жестко закрепленных относительно друг друга прямоугольных углеграфитовых электрода марки ГЭ с плоскими рабочими поверхностями, воздушный промежуток между которыми длиной не более 4 мм электрически пробивался в мо-

мент подачи от БП на управляемый трехэлектродный разрядник K_1 имитатора – А микросекундного импульса поджига напряжением до ± 100 кВ [8, 9].

Разделительная индуктивность $L_B = 123$ мкГн в разрядной цепи ЕНЭ имитатора – В была выполнена в виде четырех параллельно подключенных цилиндрических индуктивных катушек, намотанных медным проводом с эмалевой изоляцией марки ПЭВ диаметром 2 мм на цилиндрические каркасы, выполненные из прессованной бумаги (рис. 8). Формирующее активное сопротивление $R_B = 0,5$ Ом в разрядном контуре ЕНЭ имитатора – В было выполнено из 48 шт. параллельно включенных объемных керамических резисторов типа ТВО-60-24 Ом (см. рис. 8).



Рис. 8. Общий вид развязывающих RL-элементов разрядной цепи имитатора – В

На рис. 9 показана типичная осциллограмма компоненты В тока молнии, полученная при зарядном напряжении ЕНЭ в имитаторе – В, равном $U_{3В} = -4$ кВ. Из осциллограммы следует, что амплитуда компоненты В тока молнии составляет $I_{mB} = -5,37$ кА.

Длительность токовой компоненты В согласно рис. 9 составляет $\tau_{иВ} = 5,3$ мс и удовлетворяет требованиям из [1, 5, 6]. В процессе измерения амплитудно-временных параметров (АВП) компоненты В тока молнии был использован также шунт типа ШК-300 с коэффициентом преобразования, равным 5642 А/В.

Имитатор длительной составляющей тока молнии. В имитаторе – С мощный ЕНЭ с номинальной запасаемой энергией в $W_C = 567$ кДж был реализован на основе 324 шт. параллельно соединенных (53 шт. на 1-ом, 78 шт. на 2-ом и 193 шт. на 3-ем этажах ЕНЭ) медной ленточной ошиновкой $0,5 \times 30$ мм² (рис. 10)

промышленных малоиндуктивных конденсаторов в металлическом корпусе типа ИМ2-5-140 (номинальное напряжение-5 кВ; емкость-140 мкФ).

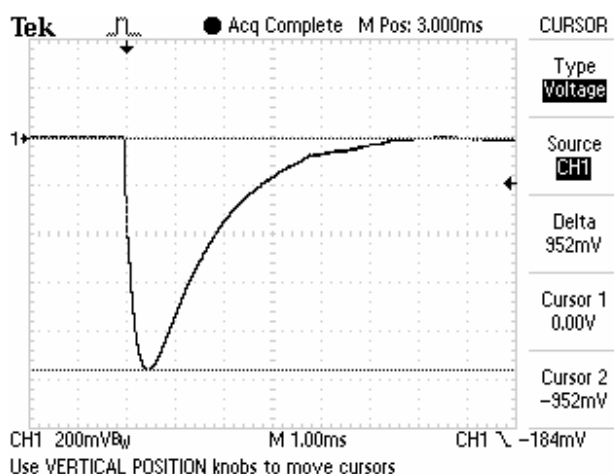


Рис. 9. Осциллограмма промежуточной B составляющей тока молнии отрицательной полярности в нагрузке



Рис. 10. Общий вид третьего этажа мощного ЕНЭ на ± 5 кВ, медной ошиновки и защитных керамических резисторов типа ТВО-60-100 Ом разрядной цепи имитатора – C

Неуправляемый разрядник K_3 разрядной цепи имитатора – C был объединен с двухэлектродным воздушным коммутатором K_2 имитатора – B и представлял собой двухэлектродный воздушный разрядник с прямоугольными углеграфитовыми электродами марки ГЭ с плоскими рабочими поверхностями, закругленными радиусом до 3 мм на краях. Опытная эксплуатация имитаторов грозовых токовых компонент B и C подтвердила правильность выбора такой конструкции коммутатора K_2 (или K_3) со стойкими к электрической эрозии углеграфитовыми электродами, работающими в сложных электротепловых режимах. Каждый конденсатор ЕНЭ в имитаторе – C на высоковольтном выводе содержит защитные сопротивления, предназначенные для поглощения тепловой энергии и ограничения аварийных токов в случае пробоя одного из конденсаторов этого ГИТ. Здесь эти сопротивления были выполнены из одного керамического резистора типа ТВО-60-100 Ом (рис. 10).

Разделительная индуктивность $L_C=11,43$ мГн в разрядной цепи ЕНЭ имитатора – C была собрана из трех последовательно соединенных цилиндрических индуктивных катушек, намотанных медным проводом с эмалевой изоляцией марки ПЭВ диаметром 1,5 мм на круглых полых стеклопластиковых цилиндрах (рис. 11). Активное сопротивление R_C разрядного контура ЕНЭ имитатора – C состояло из 108 шт. последовательно-параллельно включенных формирующих керамических резисторов типа ТВО-60-24 Ом (в сумме 2 Ом) и активного сопротивления (величиной 2,74 Ом) медного провода катушек разделительных индуктивностей (рис. 11).



Рис. 11. Общий вид развязывающих RL – элементов разрядной цепи имитатора – C

На рис. 12 приведена типичная осциллограмма длительной C составляющей тока молнии, полученная в нагрузке от имитатора – C при зарядном напряжении его ЕНЭ в $U_{3C}=-4$ кВ. Измерительный шунт типа ШК-300 в рассматриваемом режиме измерения токовой компоненты C молнии, формируемой при этом одновременно с токовой компонентой A (на рис. 12 она сжата в линию впереди компоненты C) имел сопротивление 0,185 мОм и коэффициент преобразования, равный 11261 А/В. В соответствии с данными рис. 12 амплитуда апериодической компоненты C тока молнии в созданном имитаторе – C на принятой нами RL -нагрузке, имеет значение около $I_{mC} = -738$ А, а ее длительность равна $\tau_{ис} = 0,82$ с.

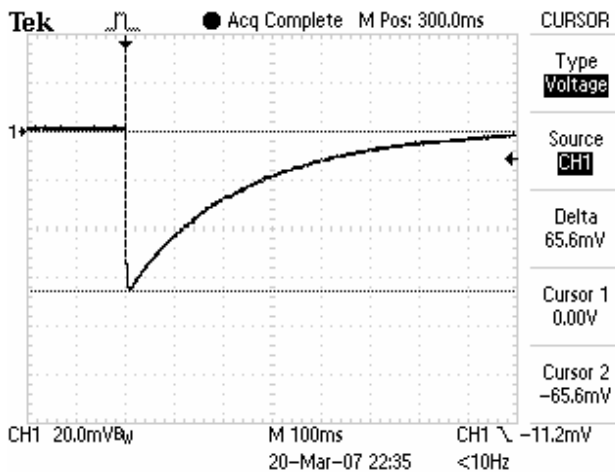


Рис. 12. Осциллограмма длительной C составляющей тока молнии отрицательной полярности в нагрузке

На рис. 13 представлена осциллограмма временной "сшивки" имитированных токовых компонент A (колебательной и "идущей" впереди) и B (апериодической отрицательной и "идущей" в конце процесса) искусственной молнии, характеризующихся соответственно амплитудами $I_{mA} = -213$ кА ($U_{3A} = -27,5$ кВ; $\tau_{ИА} = 300$ мкс) и $I_{mB} = -5,41$ кА ($U_{3B} = -4,07$ кВ; $\tau_{ИБ} = 5,3$ мс). В качестве общей для имитаторов импульсной и промежуточной составляющих тока молнии RL -нагрузки при этом режиме их работы были использованы тонкий медный ЭВП (длиной около 50 мм и $\varnothing 0,1$ мм) и образец алюминиевой обшивки ЛА (толщиной 3 мм и размерами $0,5 \times 0,5$ м²). Приведенная на рис. 13 токовая осциллограмма подтверждает требуемую синхронность срабатывания управляемого трехэлектродного воздушного разрядника K_1 (на рабочее напряжение в десятки кВ) и неуправляемого двухэлектродного воздушного разрядника K_2 (или K_3) на рабочее напряжение в единицы кВ.

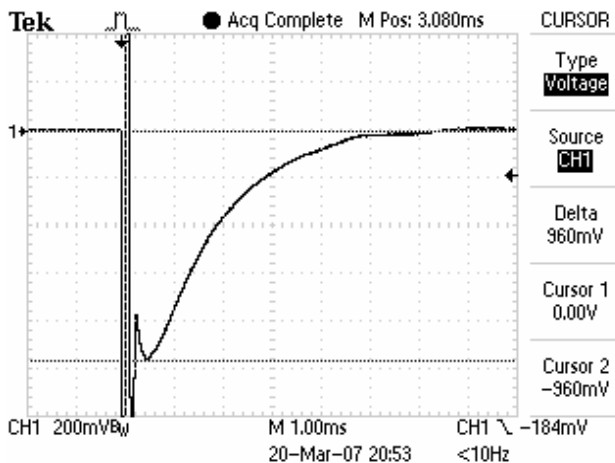


Рис. 13. Осциллограмма импульсной A и промежуточной B составляющих тока молнии на общей активно-индуктивной нагрузке

На рис. 14 представлена осциллограмма совместного воспроизведения в одной нагрузке токовых компонент молнии D , B и C . Токковый шунт ШК-300 при этом имел коэффициент преобразования, равный 5642 А/В. Из осциллограммы на рис. 14 следует, что

амплитуда тока компоненты C равна $I_{mC} = -0,79$ кА ($U_{3C} = -4$ кВ; $\tau_{IC} = 0,6$ с). Кроме того, из рис. 14 видно, что при работе имитаторов $-D$, $-B$ и $-C$ обеспечивается необходимая по условиям их воздействия на ОИ синхронность срабатывания их коммутаторов.

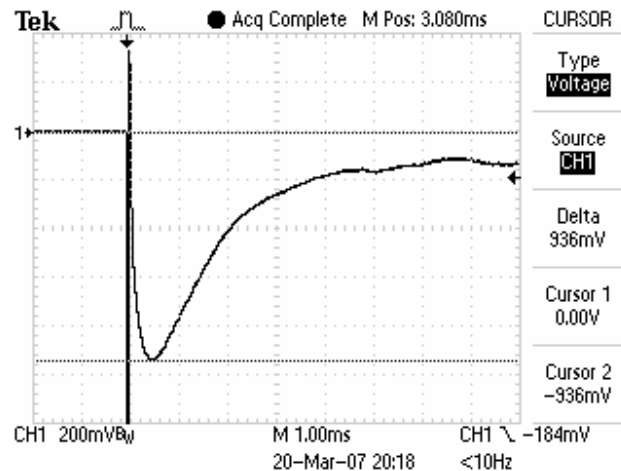


Рис. 14. Осциллограмма повторной импульсной D , промежуточной B и длительной C составляющих тока молнии в режиме совместной работы имитаторов на общую нагрузку

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ ОБРАЗЦОВ КОМПОЗИЦИОННОЙ ОБШИВКИ ЛА НА СТОЙКОСТЬ К ВОЗДЕЙСТВИЮ ТОКА МОЛНИИ

В качестве испытываемых с помощью имитатора импульсного тока молнии (компоненты A) опытных образцов нами были использованы плоские участки композиционной обшивки ЛА толщиной 3 мм с размерами в плане $0,5 \times 0,5$ м². В проведенных экспериментах эти опытные образцы были жестко закреплены на рабочем столе и надежно электрически подсоединены с двух противоположных сторон к заземленному токопроводу ЕНЭ имитатора $-A$ (рис. 15).

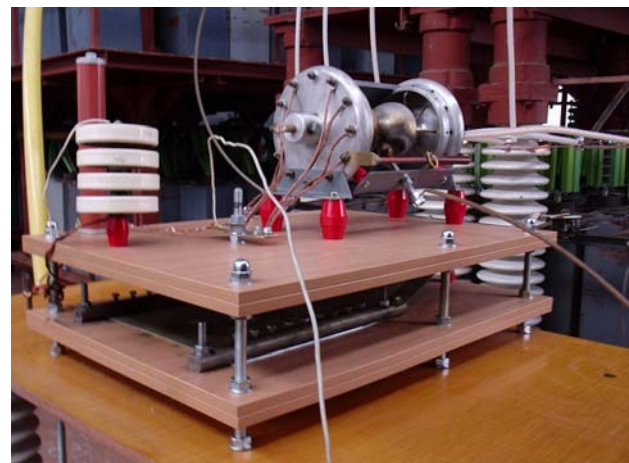


Рис. 15. Общий вид рабочего стола с объектом испытаний и высоковольтным сильноточным воздушным трехэлектродным коммутатором K_1 в имитаторе полного тока молнии

Над образцом на высоте 50 мм вертикально размещался медный основной электрод $\varnothing 20$ мм воздушной электроразрядной системы, конец которого электрически соединяется с испытываемым образцом по его центру вертикально установленным взрывающим-

ся проводником (ЭВП). Такое подсоединение испытываемых образцов обшивки ЛА обеспечивало требуемое растекание по ним имитируемого тока молнии. При проведении этих испытаний амплитуда импульсного тока искусственной молнии отрицательной полярности в образцах, согласно данным осциллограммы на рис. 7, составляла около $I_{mA} = -212$ кА.

На рис. 16 приведена фотография зоны повреждения при воздействии указанной выше компоненты – *A* тока молнии на испытываемый образец композиционной обшивки ЛА. Из анализа результатов обследования зоны привязки имитированного сильноточного грозового электрического разряда на опытном образце обшивки ЛА следует, что в случае прямого удара молнии в ЛА ее токовая компонента *A* может приводить к значительным повреждениям образцов композиционной обшивки ЛА вплоть до их сквозного пробоа и локального разрушения.



Рис. 16. Общий вид зоны повреждения Ø 100 мм при воздействии импульсной компоненты *A* тока молнии на опытном образце толщиной 3 мм композиционной обшивки ЛА

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В Украине создана уникальная мощная высоковольтная электрофизическая установка, содержащая в своем составе четыре имитатора грозовых токовых компонент полного тока искусственной молнии, способных надежно формировать на одной общей активно-индуктивной электрической нагрузке импульсную (компоненту *A*), промежуточную (компоненту *B*), длительную (компоненту *C*) и повторную импульсную (компоненту *D*) составляющие тока молнии положительной или отрицательной полярности как в отдельности, так и в их совместной комбинации с различными сочетаниями.

2. Проведенные контрольные испытания созданных имитаторов импульсного тока молнии на опытных образцах металлической и композиционной обшивки ЛА показали, что получаемые с их помощью АВП токовых грозовых компонент *A*, *B*, *C* и *D* полностью соответствуют действующим международным

нормам и стандартам в области молниезащиты и электромагнитных испытаний технических объектов на молниестойкость.

3. Построенный на экспериментальной базе НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" мощный имитатор полного тока искусственной молнии, разработанные для него нестандартизированные измерительные средства применительно к области высоковольтной импульсной техники, прошедшие государственную метрологическую аттестацию, могут быть использованы для проведения натуральных электромагнитных испытаний различных технических объектов электроэнергетики, средств электросвязи, авиационной и ракетно-космической техники и средств их молниезащиты на стойкость к прямому (косвенному) воздействию сильноточных грозовых электрических разрядов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards// Proceeding of the IEEE.-1988.- Vol. 76.- №12.- p. 1548-1565.
- [2] Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / Под ред. В.И. Кравченко.- М.: Радио и связь, 1987.-256 с.
- [3] Межгосударственный ГОСТ 30585-98. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний/ Рук. разработки – В.И. Кравченко.- Киев: Изд-во стандартов Украины, 1998.-27 с.
- [4] Борисов Р.К., Кравченко В.И., Колиушко Г.М., Князев В.В. Новые аспекты молниезащиты объектов // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск.-2004.- С. 109-112.
- [5] Users Manual for AC No. 20-53A "Protection of Airplane Fuel System Against Fuel Vapor Ignition Due to Lightning", Report Number DOT/FAA/CT-83/3. This document is available to the public by order through the National Technical Information Service, USA, Springfield, Virginia 22161, 4 December 1985.-14 p.
- [6] SAE ARP 5416/ED-84. Нормативный документ "Технология, рекомендованная организацией SAE для аэрокосмической промышленности. Методы испытаний летательных аппаратов на молниестойкость", США, 1997.- 145 с.
- [7] Баранов М.И., Бочаров В.А., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. Мощные генераторы импульсных напряжений и токов предельных параметров для тестирования силового электроэнергетического оборудования // Електротехніка і електромеханіка.-2003.- №2.- С. 75-80.
- [8] Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябло Ю.П., Мельников П.Н. Комплекс электрофизического оборудования для генерирования микро- и миллисекундных импульсов напряжения до 1,2 МВ и тока до 200 кА // Технічна електродинаміка.-2003.- №5.- С. 55-59.
- [9] Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябло Ю.П. Комплекс высоковольтного электрофизического оборудования для испытания средств молниезащиты технических объектов грозовыми и коммутационными импульсами напряжения микро- и миллисекундной длительности амплитудой до 1 МВ // Електротехніка і електромеханіка.- 2006.- №4.- С. 60-65.

Поступила 27.08.2007

ЗЕКЦЕР ДАВЫД МАРКОВИЧ

(к 85-летию со дня рождения)

Исполнилось 85 лет члену Инженерной Академии Украины, кандидату технических наук, известному высококвалифицированному специалисту в области релестроения, Почетному железнодорожнику СССР Давыду Марковичу Зекцеру.

Давыд Маркович родился 5 мая 1923 г. в г. Белгород-Днестровский Одесской обл. Среднюю школу окончил с отличием в июне 1941 г. и в декабре 1942 г. был призван в армию. С февраля 1943 г. в составе пехоты, участвовал в боевых действиях, командир отделения ПТР. За бои на плацдарме Северского Донца в районе г. Лисичанск был награжден медалью "За отвагу". В конце мая 1943 г. был тяжело ранен и в октябре 1943 г. после длительного лечения в госпиталях был демобилизован как инвалид войны 2 группы. Как участник боевых действий награжден 22 орденами и медалями.

Сразу после демобилизации поступил в Ленинградский электротехнический институт на факультет автоматики, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте. В институте учился только на отлично и закончил его с красным дипломом. Его дипломный проект, посвященный сложным двухэлементным секторным реле переменного тока, по решению Государственной Экзаменационной комиссии был рекомендован к изданию в виде монографии.

После окончания института был распределен в Харьков на электротехнический завод "Трансвязь", где проработал в течение 28 лет, пройдя путь от инженера в лаборатории новых разработок до начальника производства и заместителя главного инженера по новой технике.

Работая на заводе, защитил кандидатскую диссертацию в Москве в Центральном научно-исследовательском институте МПС, где ему была присуждена ученая степень кандидата технических наук. Одновременно закончил Ленинградский университет Марксизма-ленинизма, Высшие экономические курсы при Харьковском институте радиотехники и курсы руководящих работников в Москве при Инженерно-экономическом институте им. С. Орджоникидзе.

Давыд Маркович разработал и внедрил в серийное производство несколько серий новых реле с магнитной памятью без постоянных магнитов, реле с большим замедлением, работающее в повторнократковременном режиме, кодовые многоконтактные реле. Широкий кругозор и разносторонние знания позволили Давыду Марковичу разработать и освоить в серийном производстве индукционные датчики больших перемещений без источника питания для работы в наружных условиях, магнитные усилители и релейно-реверсивном режиме для переездной сигнализации, комплексные электропитающие установки со стабилизацией на стороне переменного и постоянного тока, аппараты селектор-

ной диспетчерской связи, первые трансмитерные полупроводниковые импульсные датчики и усилители, исследовать алюмомедные шины и провода, герконы, феррорезонансные стабилизаторы, контоктроны на герконах и другие устройства.

С 1976 г. Давыд Маркович в течение 18 лет работал заведующим сектора прогнозирования и оценки технического уровня низковольтных аппаратов во Всесоюзном научно-исследовательском институте Электроаппаратостроения (ВНИИЭА). В 1992 г. перешел на работу в Комплексный инновационный центр (КИЦ) Института проблем машиностроения Национальной Академии наук Украины в качестве заведующего лабораторией проблем электроаппаратостроения.

Во время работы на заводе, в НИИ и КИЦ Давыд Маркович много внимания уделял разработке теории и методики расчета реле с магнитной памятью, плоских электромагнитных реле, оптимизации медных демпфером для импульсных замедленных реле, расчетам и проектированию индукционных и индуктивных датчиков

больших перемещений, а также уточнению расчетов магнитных проводимостей методами численного интегрирования. Известны его публикации по оптимизации различных электромагнитных реле, защитных оболочек, шкафов и ящиков, а также по исследованию биметаллических электрических контактов, антиканцерогенных и антиоксидантных электрических контактов и т.д.

Зекцер Д.М. опубликовал 200 статей и монографий, в том числе около тридцати работ – в США и Англии. В них приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований в различных областях: релестроения, развития технического уровня отечественных и зарубежных низковольтных аппаратов, выявления действительных условий работы низковольтных аппаратов и комплектных устройств. Кроме того, Давыд Маркович участвовал в разработке ОСТов по оценке технического уровня и его прогнозирования.

Давыд Маркович получил свыше 30 авторских свидетельств на изобретения. За успешные разработки новой техники ему присвоено звание "Почетный железнодорожник", им получены знаки отличия за пуск первой очереди Киевского Метрополитена и за участие в электрификации магистрали Москва-Байкал. Кроме того, он награжден тремя медалями за экспонаты на ВДНХ и медалью "Изобретатель СССР". В 2000 г. Давыд Маркович был избран действительным членом Инженерной академии Украины. Участвовал в семинарах, всесоюзных конференциях и международных симпозиумах с докладами.

Плодотворная научно-производительная деятельность, целеустремленность и связь с практическими задачами, принесла юбиляру широкую известность в СНГ и за рубежом. Его труды цитируют ученые США, Англии, Болгарии, Румынии и других стран.

Друзья, товарищи и коллеги по работе желают Давыду Марковичу доброго здоровья, счастья и новых успехов в его плодотворной деятельности.

Редакционная коллегия журнала "Электротехника и Электромеханика" присоединяется к этим пожеланиям.



Список авторів

А		М	
Ассуиров Дмитрий Александрович	58	Мельник Анатолий Кириллович	41
		Милка А.Д.	56
Б		Милых Владимир Иванович	41
Баранов Михаил Иванович	63, 69	Н	
Бару Юрий Аркадиевич	41	Недзельский Олег Саввич	69
Безотосный Владимир Федорович	5	Набокова Ольга Владимировна	5
В		О	
Варфоломеев Алексей Алексеевич	27	Осинская Валентина Ивановна	17
Василец Татьяна Ефимовна	27	П	
Волкова Ольга Григорьевна	7	Поляков Михаил Алексеевич	45
Г		Р	
Гобачев Модест Николаевич	56	Райкова Елена Юрьевна	17
Гуедиди Фаузи Бен Килани	37	Реуцкий Сергей Юрьевич	58
Ж		С	
Жемеров Георгий Георгиевич	10	Саблин Олег Игоревич	48
Жорняк Людмила Борисовна	17	Снигирев Владимир Максимович	17
К		Т	
Козлов Владимир Владимирович	5	Ткаченко Сергей Валериевич	41
Колесник Виктор Юрьевич	10	Ш	
Колиушко Георгий Михайлович	69	Шведчикова Ирина Алексеевна	51
Конохов Николай Николаевич	22	Шофул Анатолий Кириллович	33
Кравченко Владимир Иванович	69	Шпатенко Виктор Сергеевич	33
Кузнецов Борис Иванович	27		
Кузьмин Виктор Владимирович	33		
Л			
Ларин Аркадий Михайлович	37		

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

- Bezotosniy V.F., Kozlov V.V., Nabokova O.V.*
Up-to-date approaches and perspective directions of control systems designing by a force parameter.
Application of electromagnetic systems with a distributed structure is perspective for building of unified magneto resilient converters (MC). This conclusion is made in the article on the basis of analysis of requirements for automated force-parameter control systems with application of force-measuring converters. The basic MC construction which utilizes ferrorubber with one-domain particles and allows increase in MC sensitivity and resolution is introduced.
Key words – magneto resilient converter, force parameter, ferrorubber, resolution.
- Volkova O.G.*
Influence of breaking speed on electric wear of arc-suppressing contacts in high-voltage apparatus.
In the article, influence of breaking speed on electric wear of arc-suppressing contacts is analytically and experimentally investigated.
Key words – arc-suppressing contacts, breaking speed, power, mathematical model, electric wear.
- Zhemerov G.G., Kolesnik V.Y.*
Energization of an asynchronous machine from a self-contained voltage source inverter with PWM under synchronization of the voltage inverter and the mains.
In the article, an energization system for an asynchronous machine is examined on the basis of a voltage source inverter with PWM and subsequent switching to the mains. The feature of the energization system is presence of parallel work interval for the inverter and the mains. Diagrams characterizing the energization process at different torques on the machine shaft are given.
Key words – asynchronous motor, voltage source inverter, synchronization.
- Zhorniak L.B., Osinskaja V.I., Rajkova E.U., Snigiriov V.M.*
The basic directions of high-voltage bushings quality increase for power system equipment.
Questions of reliability and maintenance of electrical insulation in high voltage networks are investigated, technical solutions that allow increasing service life and decreasing prime cost of the device given.
Key words – high-voltage compound-filled bushing, oil-filled bushing, dry or unfilled paper bushing, condenser, oil-impregnated paper-insulated (OIP) bushing, resin-bonded, paper - insulated (RIP) bushing, solid (ceramic) bushing, silicone composite insulators, silphon.
- Konokhov N.N.*
Efficiency and Principles of Designing Symmetric Cooling Systems of Electric Machines.
Efficiency of cooling systems (CS) and classification of ventilating schemes (VS) are analysed on the basis of electric machine (EM) cooling theory in term of general symmetric theory. Principles of designing symmetric ventilating schemes of electric machines are also developed.
Key words – electric machines, symmetric cooling systems, efficiency, analysis.
- Kuznetsov B. I., Vasilets T.E., Varfolomeev A.A.*
Synthesis of a predictive neuro-controller for a two-mass electromechanical system.
A predictive neuro-controller used for solving a problem of light-armored vehicle armament guidance and stabilization control is synthesized. The neuro-controller synthesis procedure for a specified control object is described. The neuro-controller parameters significantly acting on control quality are revealed, their optimal values determined. The system simulation is made. The neuro-controller synthesized is shown to provide high dynamic behavior of the system being designed.
Key words – predictive neuro-controller, neuro-system, armament guidance and stabilization.
- Kuz'min V.V., Shophul A.K., Shpatenko V.S.*
Vibromechanics of high-power synchronous generator stators under peripheral magnetization.
Calculations of vibromechanical state of turbo- and hydrogenerator stator cores under peripheral magnetization during thermal tests are made on the basis of new theoretical approaches and experimental data.
Key words – synchronous generator stator, peripheral magnetization, vibromechanical state, calculations.
- Larin A.M., Guedidi Faouzi Ben Kilani*
Experimental determination of synchronous machine equivalent circuit parameters under field winding presentation as a multiple loop circuit.
The basic procedures of an experimental technique for synchronous machine equivalent circuit parameters determination are described, the field winding presented as a multiple loop circuit. The technique is based on simultaneous stator and field winding current recording under a sudden three-phase short-circuit at the electric machine terminals. Results of research on an industrial turbogenerator TBB-160 are given.
Key words – synchronous generator, field winding electromagnetic parameters, sudden three-phase short – circuit.

Baru Ju.A., Melnik A.K., Tkachenko S.V., Milykh V.I.

Linear impulse electromotor type and basic parameters decision for nonexplosive sources of seismic vibrations.

The basic problems of theory and designing of linear impulse electrodynamic electromotors for nonexplosive sources of seismic vibrations are introduced. Criteria for electrodynamic and electromagnetic linear impulse electric motors application in these sources are specified depending on power impulse parameters. Optimum duration of power impulse action is determined.

Key words – impulse electrodynamic electric motor, source of seismic vibrations, type decision, basic parameters decision.

Polyakov M.A.

Power oil-immersed transformer cooling control by criterion of efficiency.

Ratings of technical and economical efficiency for power transformer cooling are introduced. Principles of their application to regulating cooling and cooling system regulator structure on the basis of efficiency criteria are described, principles of their program implementation in the form of distributed supplement are given.

Key words – power oil-immersed transformer, cooling control, technical and economical efficiency ratings.

Sablin O.I.

41 **Instantaneous energy performance of DC electric rolling stock.**

Methods of instantaneous power factor and efficiency factor determination for DC electric rolling stock are considered because non-stationary conditions of its power circuits operation require on-line energy analysis taking into account stochastic change in trolley voltage, tractive current, as well as traverse speed and tractive force.

Key words – DC electric rolling, efficiency factor, energy performance, stochastic change, non-stationary conditions.

Shvedchikova I.O.

45 **Information approach application to analysis of electromechanical systems development.**

Expediency of applying information approach to analysis of electromechanical system development is proved with an example of magnetic pulleys. Mechanisms of information entropy flow change in the case of innovation occurrence are considered. A parameter for estimation of engineering solutions variety within the limits of an electromechanical objects population is proposed.

Key words – information entropy, electro-magnetic system, magnetic pulley, innovation evolution.

Electrical Engineering: Theory

Gorbachev M.N., Milka A.D.

A geometric simulation method for periodic non-harmonic power processes and its application in radio engineering.

A new method of mathematical simulation of power processes in electric and radio circuits and systems is introduced, the method based on vector presentation of the total output and its orthogonal components in 3D space.

Key words – power process, vector presentation, mathematical simulation, electric and radio circuits.

Reutskiy S. Yu., Assuirov D.A.

On a numerical method of solving Neumann problem in connection with a closed loop

56 **control system for external magnetic field in technical objects.**

A numerical technique for solving Laplace equation with Neumann boundary conditions is presented. The technique is based on a method of fundamental solutions. Comparison with a method of boundary integral equations is performed. It is shown that the technique developed provides high precision and speed of transformation of initial information about external magnetic field of technical objects, which is important for automated control of the field in a closed loop system.

58 *Key words* – external magnetic field, scalar potential, Neumann problem.

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

Experimental detection and investigation of "hot" and "cold" longitudinal areas in a thin metallic wire with a high-density pulse current.

Results of experimental research into a longitudinal heterogeneous periodic temperature field in a thin zincked steel wire with a high-density aperiodic pulse conduction current are presented, the current reaching the peak value of 0,4 kA/mm² at the stage of the wire material evaporation.

Key words – metallic wire, pulse conduction current, high-density current, wave electron package, longitudinal heterogeneous periodic temperature field.

63 Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedselsky O.S.

A powerful high-voltage electrophysical setting for lightning overall current imitation and its application in the field of lightning protection of technical objects.

Basic scheme-engineering solutions and attributes of a created powerful lightning overall current imitator forming both separate pulse, intermediate, continuous, and repeated impulsive components of the current and their different combinations are introduced. Results of electromagnetic testing of prototype composite aircraft skin concerning resistance to direct action of lightning impulsive current are described.

Key words – high-voltage electrophysical setting, lightning current, model test, technical object, lightning protection facilities.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТЕЙ ТА ІНФОРМАЦІЙНИХ МАТЕРІАЛІВ У 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: kbv@kpi.kharkov.ua

Текст анотацій українською мовою, до 5 рядків (для громадян України).

Текст анотацій 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/м², 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 форматуванням.

Оригінал статті або інформаційних матеріалів готується тільки з використанням редактора Microsoft Word однією з трьох мов: українською, російською або англійською.

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ СТАТИ

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.

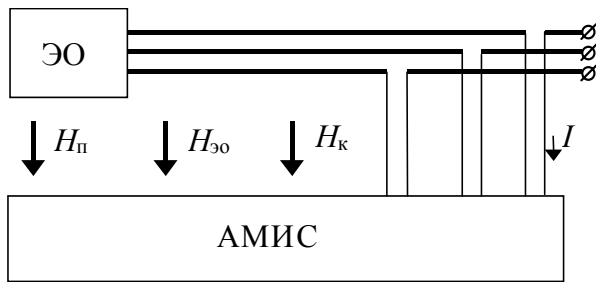


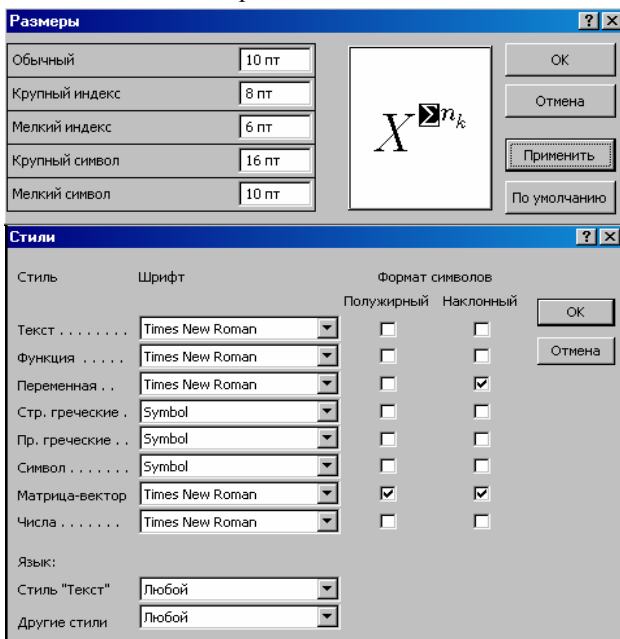
Рис.1. Функціональна схема пристрою

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 абзаца 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 ℓ , 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 - 9pt. Після відступу одного порожнього рядку (10pt) 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 10pt, мовою оригіналу вказують дату надходження статті в редакцію журналу (розмір 9pt, курсив, розташування по правому краю). Наприклад:

Поступила 24.11.2008

або

Надійшла 24.11.2008

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 eie@kpi.kharkov.ua

Довідки по телефонах: (057) 707-62-81 Клименко Борис Володимирович, Злунціна Наталя Ростиславівна

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2008'3

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування:

Смельянов Вадим Леонідович

т. (057)707-69-76

E-mail: evl@kpi.kharkov.ua

Секретар редакції:

Злуніцина Наталя Ростиславівна

т. (057)707-62-81

E-mail: seb@kpi.kharkov.ua

Підписано до друку 30.05.2008 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 10,3.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 117. Зам. № 717. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
